radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für einen Transistorempfänger

PREIS DM 2,00 · 13. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
MAI 1964 **10**





AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR.
Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

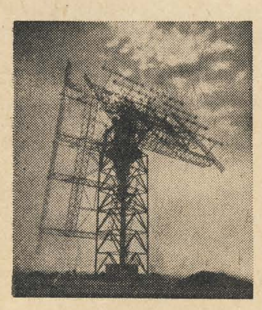
Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P. O. B. 88, Peking, (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

Die schwenkbare Richtantenne in Nauen, die die Information des 100/150-kW-Kurzwellenrundfunksenders abstrahlt.
Foto: H. Blunck

UNSERE LESER SCHREIBEN

Nachdem wir im Heft 8 bereits die Frage des Herrn E. St. aus Heft 2 durch die Unterstützung eines Naumburger Lesers beantworten konnten, erhielten wir inzwischen das folgende Schreiben der Elektroimpex, Budapest, der wir vielmals für die freundliche Hilfe danken. Das Servicebuch wurde wunschgemäß weitergeleitet.

Soeben erhielten wir die Nr. 2/1964 Ihrer Zeitschrift „RADIO UND FERNSEHEN", woraus wir der auf Seite 33 befindlichen Rubrik „UNSERE LESER SCHREIBEN" über die unsererseits nach der Deutschen Demokratischen Republik exportierten Rundfunkgeräte ORION R 8668 F entnommen haben, daß die genauen ZF-Werte der Apparate nicht bekannt sind.

Nachdem als Unterschrift des an Sie gerichteten Briefes nur die Anfangsbuchstaben des Namens des betreffenden Schreibers angegeben wurden, bitten wir Sie, an E. St., Klein-Bengerstorf, von den beigefügten zwei Servicebüchern eines weiterleiten zu wollen, woraus ersichtlich ist, daß der angefragte ZF-Wert 473,6 kHz ist. Das zweite in der Anlage befindliche Servicebuch ist für Sie bestimmt, damit Ihnen dasselbe für ähnliche Fälle in Zukunft zur Verfügung steht.

Insofern Sie auch im Zusammenhange mit anderen ungarischen Radioapparaten Schaltungsprobleme haben sollten, werden wir Ihnen selbstverständlich gern zur Verfügung stehen ...

*

Ich bin Bulgare, 15 Jahre alt und interessiere mich seit zwei Jahren außerordentlich für die Rundfunktechnik. Ich wohne in Parvomai. Ich sehe gerade einen Katalog Ihrer Zeitschriften und Bücher durch. Ich möchte gern mit einigen Rundfunkbastlern aus Deutschland, die in meinem Alter sind, korrespondieren und bitte Sie, meine unten genannte Adresse an evtl. Interessenten weiterzuleiten. Ich würde mich freuen, wenn ich einen netten Freund in Deutschland finden würde. Ich zweifle nicht daran, daß Sie mir helfen werden, und danke Ihnen im voraus.

Meine Anschrift: Slaveho Ivanov
15, rue „G. Ivanov"
Parvomai, Bulgarien

Leser, die mit unserem jungen bulgarischen Freund in Verbindung treten möchten, bitten wir herzlichst, sich der obengenannten Adresse zu bedienen. Herr Ivanov spricht und schreibt (natürlich außer bulgarisch) perfekt französisch.

*

... Habe ein Fernsehgerät „Rembrandt" vom VEB Sachsenwerk. Mir fehlen die näheren Angaben, wie sie in den Tabellen der Fernsehempfängerproduktion enthalten sind.

Hersteller: Sachsenwerk (Tischgerät)
Stromversorgung: 220 V, ? Watt
Röhrenbestückung: ?
Bildröhrentyp: ?

Könnten Sie mir das Heft beschaffen, in dem die Daten enthalten sind?

E. B., Berlin-Köpenick

Ihre Anfrage nach den Daten des TV-Empfängers „Rembrandt" kommt ein wenig spät, denn das Gerät wurde in den Jahren 1953 bis 1955 produziert. Außerdem gibt es davon verschiedene Ausführungen (B, D und E), die sich in Bestückung und Daten geringfügig voneinander unterscheiden. Eine Beschreibung des „Rembrandt FE 852 B" veröffentlichten wir in unserer Zeitschrift 3 (1954) H. 6 S. 176—179. Sie werden das Heft zweifellos in einer technischen Bücherei ausleihen und die betreffenden Seiten fotokopieren lassen können.

Die Leistungsaufnahme dieses Typs (und etwa auch der anderen Rembrandt-Varianten) beträgt etwa 200 VA bei Fernseh- und 120 VA bei UKW-Hörrundfunkempfang. Als Bildröhre wurde früher der Typ HF 2963 verwendet, dessen spätere Bezeichnung B 30 M 2 ist.

*

... Im Heft 3 vom Februar 1964 war ein sehr interessanter Artikel über die Anwendung von Transistoren im Tuner von Fernsehempfängern. Meine Frage ist, warum nicht auch Transistoren im Fernsehantennenverstärker verwendet werden? Ich habe einen Verstärker mit der Röhre ECC 84. Ich könnte doch auch eine ECC 88 verwenden, um eine größere oder bessere Verstärkung zu erzielen? ...

M. H., Schönheide/Erzgebirge

Der Austausch der Röhre ECC 84 gegen eine ECC 88 wurde bereits von vielen Amateuren für ihr Fernsehgerät — oder, was das gleiche ist in diesem Fall, für einen TV-Antennenverstärker — erwogen. Aber man gewinnt beim Austausch der beiden Röhren bestenfalls 3 dB an Grenzempfindlichkeit, wie aus jeder Röhrentabelle ersichtlich ist. Das reicht in den meisten Fällen nicht aus bzw. entspricht nicht den Erwartungen; außerdem läßt sich dieser Gewinn durch eine andere Antenne meist einfacher erreichen. Und schließlich sagten wir: bestenfalls 3 dB. Voraussetzung sind nämlich eine völlig einwandfreie Verdrahtung, die unerwünschte Rückkopplungen ausschließt, und einwandfreier Abgleich. Deshalb unsere Frage: Trauen Sie sich zu, zweifellos ohne ausreichende Meßmittel, einen erfolgreichen Eingriff in ein gut funktionierendes Industriegerät durchzuführen? Wir raten ab.

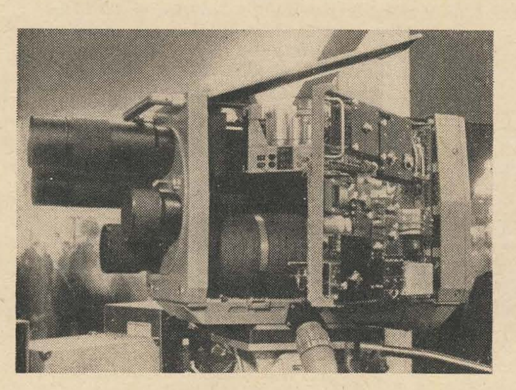
Transistorisierte TV-Antennenverstärker können und werden dann erst auf den Markt kommen, wenn es Transistoren mit entsprechend hohen Grenzfrequenzen aus eigener Produktion gibt. Bis jetzt stellt unser Halbleiterwerk keine solchen her.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Gegentakt-B-Verstärker mit Transistoren für 2 W Ausgangsleistung
- Gesichtspunkte bei der Paarung von Transistoren für NF-Gegentaktendstufen
- BÄNDI — ein billiges transistorisiertes Tonbandgerät
- Bauanleitung: Ein vielseitig einsetzbarer Transistorverstärker mittlerer Leistung
- KM 7063 — ein neues Kristallmikrofon
- CW-Funkmeßverfahren mit reflektierten elektromagnetischen Wellen

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Automatischer Kapitän** wird scherzhaft eine Anlage genannt, die von Mitarbeitern des Instituts für Hydrologie und Hydrotechnik in Kiew entwickelt wurde. Es handelt sich um ein Echolot, das elektrische Signale an die Regelvorrichtungen der Triebwerke weiterleitet. Je nach Tiefe des Fahrwassers verändert das Gerät die Umdrehungszahl des Motors und wählt dafür die günstigste Betriebsweise. Die erste serienmäßig hergestellte Anlage dieser Art wurde auf dem Kiewer Motorschiff „Boitschenko" eingebaut.



Berichtigung

Im Heft 8 auf S. 229 ist uns ein bedauerlicher Fehler unterlaufen. Bei dem Bild oben links handelt es sich nicht um die FUK 5 des VEB Studiotechnic Berlin, sondern um ein französisches Modell, von der CSF. Die transistorisierte Fernsehkamera FUK 5 zeigt das nebenstehende Bild.

▼ **Furcht und Schmerzen bei der Zahnbehandlung** werden nach dem USA-Patent 2986 140 durch Stereomusik oder weißes Rauschen gemindert, die der Patient über Kopfhörer vernimmt. Für Kinder lassen sich Tier- und Flugzeuggeräusche einblenden.

▼ **Siliziumgleichrichter für extrem hohe Spannungen** bei sehr kleinen Abmessungen werden von der amerikanischen Firma Raytheon angeboten. Die Arbeitsspannungen liegen in der Serie 1 N 1730-4 zwischen 1 und 5 kV, in der Serie 1 N 2382-5 zwischen 4 und 10 kV. Die Arbeitstemperaturen werden mit − 55 °C bis + 150 °C angegeben. Jede dieser Einheiten hält Spitzenströme bis zu 2,5 A aus, wobei Gleichströme von 20 bis zu 2000 mA möglich sind.

▼ **Nach Kuba** lieferte Ungarn Fernsprechzentralen und andere nachrichtentechnische Anlagen im Werte von etwa 10 Mill. Dollar.

▼ **Die UdSSR** wird Radareinrichtungen für die ägyptische Fischereiflotte liefern.

▼ **Eine internationale Halbleiterkonferenz,** die sich mit der physikalischen und technologischen Problematik und den Eigenschaften von Halbleiterbauelementen befassen soll, veranstaltet im IV. Quartal d. J. die Sektion Elektrotechnik der Tschechoslowakischen wissenschaftlich-technischen Gesellschaft (Analog der KDT) und das Institut für Nachrichtentechnik (VUST) „A. S. Popow". Die Konferenz wird in fünf Gruppen aufgegliedert: 1. Halbleiterphysik, Technologie und Konstruktion der Halbleiterbauelemente, 2. Elektrische, mechanische und klimatische Eigenschaften von Halbleiterbauelementen, 3. Halbleitermaterialien, 4. Messungen von Halbleitermaterialien und Bauelementen und 5. Technologische Einrichtungen und Anlagen.

▼ **Die Zahl der Fernsehteilnehmer in Jugoslawien** hat sich in weniger als zwölf Monaten verdoppelt, wurde im März in Belgrad bekanntgegeben; sie betrug zu diesem Zeitpunkt etwa 250 000. In diesem Jahr erwartet man eine Zunahme um weitere 150 000. Die Produktion der Fernsehgeräteindustrie wird in diesem Jahr etwa 300 000 Stück betragen.

▼ **Ein Impulsgenerator für Spannungen von 2,6 Mill. Volt** wurde im elektronischen Werk „Ural-Elektroapparat" in Swerdlowsk seiner Bestimmung übergeben. Aufgabe des Gerätes ist es, im Laboratorium künstliche Blitze zu erzeugen.

Fernsehgeräte automatisch montiert

Im Leningrader Kosizki-Werk werden Fernsehgeräte mit gedruckter Schaltung teilweise automatisch gebaut. Die in diesem Betrieb installierte Taktstraße montiert ohne Zutun des Arbeiters auf den Grundplatten Widerstände und Kondensatoren und stellt verschiedene Verbindungen her.

Die Taktstraße besteht aus einem Förderband, mit dem die gedruckte Schaltung von einem Automaten zum anderen befördert wird, Fixatoren, die die Grundplatten in der erforderlichen Lage befestigen, automatischen Verlegungsgeräten und einem Steuerungs- und Blockierungssystem. Während der Fixierung werden die Teile mit den Verlegungsgeräten an ihrem Platz aufgestellt und mit Abkantköpfen befestigt. Vom Band rollen montagefertige Grundplatten. Das Steuerungs- und Blockierungssystem sichert den exakten Arbeitsablauf.

Die Stundenleistung der Taktstraße beträgt etwa 1000 Platten. Jeder Vorgang umfaßt 52 Arbeitsstellungen. Das neue Taktsystem beschleunigt den Montagevorgang der gedruckten Leiterplatten um das 32fache.

Automatischer Lawinenwarner

Ein neuartiges automatisches Gerät wurde in den Quellen des Flusses Malaja Almaatinka im Tienschan-Gebirge (UdSSR) installiert, das selbsttätig Funksignale bei der Entstehung von Stein- und Schlammlawinen sendet, die eine Gefahr für die Stadt Alma-Ata bilden. Das neue Gerät arbeitet unter Wasser und meldet zweimal täglich an die Zentralstelle des hydrometeorologischen Dienstes durch ein besonderes Zeichen, daß es in Ordnung sei. Bei Entstehung einer Stein- und Schlammlawine wird die elektrische Kette des Gebers unterbrochen, und das Gerät gibt Alarm. Auf diese Weise kann man in Alma-Ata noch rechtzeitig die erforderlichen Maßnahmen ergreifen. Künftig sollen in der Umgebung von Alma-Ata mehrere „Unterwasserwächter" aufgestellt werden, um in den Sommermonaten auf die Stationierung von besonderen Beobachtungsposten im Hochgebirge verzichten zu können.

Nomenklatur für unsere Labor- und Berechnungsunterlagen

Die Redaktion hält es für notwendig, für die Labor- und Berechnungsunterlagen eine Nomenklatur auszuarbeiten, um ein Ordnungs- und Referenzsystem zu haben. Diesem Zweck dient die rechte Spalte im Kopf der Unterlagen. Im unteren Kästchen ist die entsprechende DK-Nummer angegeben, die aber im allgemeinen kaum als Ordnungs- und Referenzsystem Anwendung finden wird. Im mittleren Kästchen erscheint die von der Redaktion ausgearbeitete Nomenklatur; das obere Kästchen ist frei, um es dem Benutzer zu ermöglichen, dort evtl. eine eigene Nomenklaturnummer einzutragen.

Warum werden anstelle einer Nomenklatur nicht einfach laufende Nummern gesetzt? Weil diese nur unter der Voraussetzung sinnvoll wären, daß bereits jetzt sämtliche jemals zu veröffentlichenden „Unterlagen" in der Redaktion vorliegen würden und in strenger Systematik veröffentlicht werden könnten. Das ist natürlich absolut nicht der Fall und widerspricht prinzipiell der schnellen Entwicklung der Technik. Daher ist es nicht anders möglich, als die Labor- und Berechnungsunterlagen in zwangloser Folge zu veröffentlichen und auch bereits behandelte Themen zu einem späteren Zeitpunkt wieder aufzugreifen und zu ergänzen. Zur sinnvollen Zusammenstellung und Einordnung der „Unterlagen" ist unter diesen Umständen eine Nomenklatur notwendig.

Die Redaktionsnomenklatur sollte ursprünglich ausschließlich aus Ziffern bestehen. Die bisher gemachten Erfahrungen zeigen jedoch, daß ein solches System unpraktisch ist. Daher wird mit den in diesem Heft veröffentlichten „Unterlagen" eine neue Nomenklatur eingeführt. Sie besteht aus 2 bzw. 3 voneinander durch Punkte getrennte Buchstabengruppen und einer Ziffer (z. B. Reaktanzstufen = El. Rg. Rö. 1; Nachstimmautomatik = El. Rg. Rö. 2). Das Thema wird ferner nach Unterthemen und laufenden Blattnummern unterteilt.

Die Gruppen lauten:

Gruppe 1

Grundlagen	Gr.
Elektronik allgemein	El.
HF-Technik	Hf.
NF-Technik	Nf.
Höchstfrequenztechnik	Hö.
Impulstechnik	Im.
Werkstoffe (Daten)	Wd.
Bauelemente (Daten)	Bd.

Gruppe 2

Generatoren	Ge.
Verstärkertechnik	Vt.
Übertragungsglieder	Üg.
Meßtechnik	Me.
Regelglieder	Rg.

Gruppe 3

Bestückung mit Röhren	Rö.
Bestückung mit Halbleitern	Ha.
Bestückung mit Spezialröhren	Sr.
Molekularelektronik	Mo.

Eventuelle Ergänzungen der Nomenklatur werden laufend an dieser Stelle bekanntgegeben. Außerdem wird eine Zusammenfassung als „Unterlage" erscheinen.

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand vom 31. März 1964

Bezirksdirektion für Post- und Fernmeldewesen	Rundfunkteilnehmer insgesamt	davon Fernsehteilnehmer
Rostock	251 149	111 487
Schwerin (Meckl.)	183 354	81 223
Neubrandenburg	185 813	78 055
Potsdam	372 624	178 508
Frankfurt (Oder)	208 210	95 601
Cottbus	257 348	112 913
Magdeburg	439 286	222 600
Halle (Saale)	644 141	301 979
Erfurt	391 861	186 112
Gera	240 801	108 737
Suhl	163 665	75 996
Dresden	674 825	249 276
Leipzig	562 636	215 199
Karl-Marx-Stadt	760 459	318 225
Berlin	436 497	173 639
	5 772 669 (+ 33 657)	2 509 550 (+ 130 691)

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 2. MAIHEFT **10** 1964

Probleme der Industrieformgestaltung Teil 1

WERNER SÜTTERLIN, Innenarchitekt

Mit diesem Artikel vom Verantwortlichen Redakteur der Zeitschrift „Kultur im Heim" greifen wir eine dem Themenbereich unserer Zeitschrift bisher nicht zugehörige Problematik auf, ein Gebiet, auf dem es wesentlich mehr (vorgefaßte) Meinungen gibt, als echtes Verstehen. Wir (die Redaktion von radio und fernsehen) geben jedenfalls offen zu, daß wir zwar etwas von Technik und Ökonomie verstehen, und daß wir auch zu wissen glauben, was uns gefällt — aber das bedeutet noch lange nicht, daß wir etwas von industrieller Formgestaltung verstünden. Daher wird es höchste Zeit, daß wir — und jetzt meinen wir nicht nur die Redaktion von radio und fernsehen — uns auch mit dieser Thematik beschäftigen, denn zum Begriff der Qualität eines Gerätes gehört heute auch seine Form. Aus diesen Gründen stellen wir den folgenden Artikel zur Diskussion.
D. Red.

Über die Notwendigkeit einer zeitgemäßen, zweckentsprechenden, schönen Gehäuseform dürfte ich mit den Lesern einig sein. Aber über das „Wie" gehen die Meinungen erheblich auseinander.

Wie soll ein Gehäuse für einen Rundfunkempfänger aussehen?

Eine schwierige Frage, die als Antwort Prognosen erwarten läßt; Voraussagen, die oft genug daneben gingen, betrachtet man die Entwicklung rückläufig. Solch eine Gelegenheit, die Ur-Vorbilder und Ur-Sachen kennenzulernen, bot jüngst die Ausstellung „40 Jahre Rundfunk in Deutschland".
Zwar war die Lösung unserer Frage dort nicht zu finden, aber sie brachte eine wichtige Erkenntnis. Das Radio ist in seinem Ursprung ein rein technisches Gerät! Montageplatte, Bauteile, Verdrahtung, Kopfhörer oder Lautsprecher waren deutlich sichtbar. Etwas später bekam die Technik einen Kasten drum herum; von Industrieformgestaltung war noch keine Rede. Aber einige Jahre später fanden sich die ersten „Versucher" ein. Und deren Arbeitsergebnis war ein poliertes Gehäuse aus Mahagoniholz, das genau so aussah wie ein Büfett aus den zwanziger Jahren! Es war ein breitgelagertes Möbel mit einem runden Kopf (Lautsprecher), der gewissermaßen als „Kaminuhr" darauf thronte!
Ja, wenn man diese Fährte gefunden hat, wird manches in der Entwicklung des Radiogehäuses deutlicher. Erinnern wir uns doch zurück an die ersten industriemäßig erzeugten Gehäuseformen. Flacher eckiger Kasten mit separatem Lautsprecher mit unten kantigen, oben zirkelrunden Formen. Später vereinigte man beides im Lautsprechergehäuse und machte dieses notgedrungen etwas höher — der verkrüppelte Abklatsch einer seinerzeit hoch im Schwange stehenden Standuhr. Dann erfand man die Zeigerskala, oder besser gesagt (aus verkaufstechnischen Gründen wohl) die namentliche Senderteilung, die erst zu quadratischen quergeteilten, später zu rechteckig liegenden Gehäuseformen führte. Deren Oberflächen paßten sich denen der Möbel an. Und hier ist die Stelle, an der sich die technische Ursprungsform bis zur Unkenntlichkeit verwischte, aus der der Gehäusebau bis heute nicht wieder herausgefunden hat.
War es beim Fernsehempfängergehäuse anders? Nein, es war durch die Radiogehäuse vorbelastet, obwohl vom aufnehmenden Sinn wie auch von der Intensität der Anteilnahme an den Sendungen nicht der geringste Vergleich möglich war.
Alles, was heute formgestalterisch mißfällt, war also am Anfang völlig unproblematisch: der Aufbau dem Zweck entsprechend, die Knöpfe handlich und die Abstimmskala nur mit einer Zahlenteilung versehen. Was später hinzugetan wurde, muß also einen verkaufsökonomischen Zweck gehabt haben.
Überlegen wir einmal: Welchem praktischen Zweck dienen blanke Eloxalleisten, messingplattierte Abstimmknöpfe, aufwendige Firmenmarken, namentliche Senderangaben, goldhinterlegte Skalenscheiben? Das alles wurde doch nur angebracht, um Käufer zu fangen. Die Slogans lauteten ja auch so: „Die Zierde Ihres Heims" — „Für den verwöhnten (!) Geschmack" — „Die Welt hört mit XYZ" — „Die Welt im Haus mit einem Radio von ABC". Sie erinnern sich wohl?
Aber die Entwicklung darf nicht in der Richtung gehen, mit Gewalt nie dagewesene Gehäuseformen erfinden zu wollen, sondern das Angesicht der beiden technischen Zweckgeräte Radio- und Fernsehempfänger soll gesunden. Dabei bestimmt die Entwicklung der Wissenschaft die Zukunft ganz erheblich. Fachleute der Empfangs- und Verstärkertechnik glauben, daß Lautsprecher und Bildröhre schon in allernächster Zukunft von großflächigen Möbeln oder Trennwänden aufgenommen werden. Anfänge sind beim Radio schon gezeigt worden. Wie das in fernerer Zukunft aussieht, wenn die Bildröhre als wirkliches

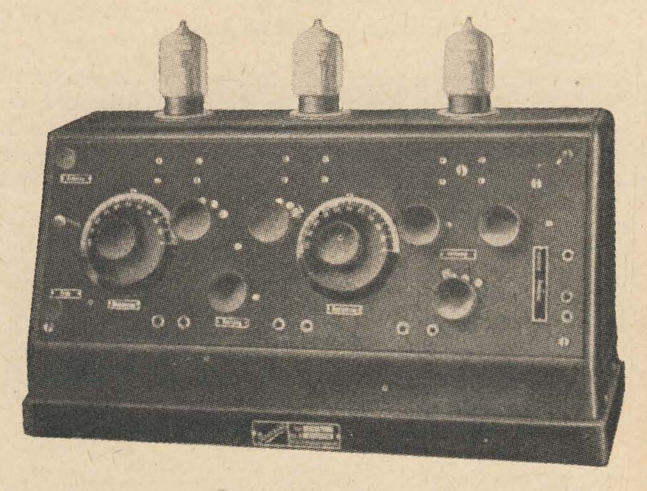


Bild 1: Die ursprüngliche Form des Rundfunkempfängers (etwa 1924): technische Form eines technischen Gerätes

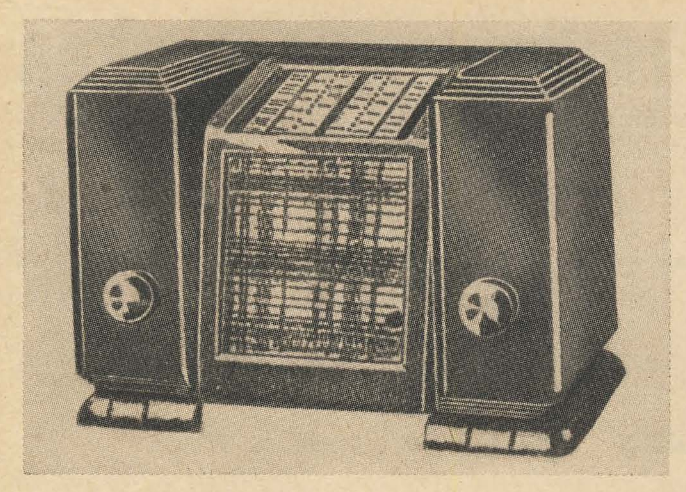


Bild 2a: Lumophon-„Markgraf“

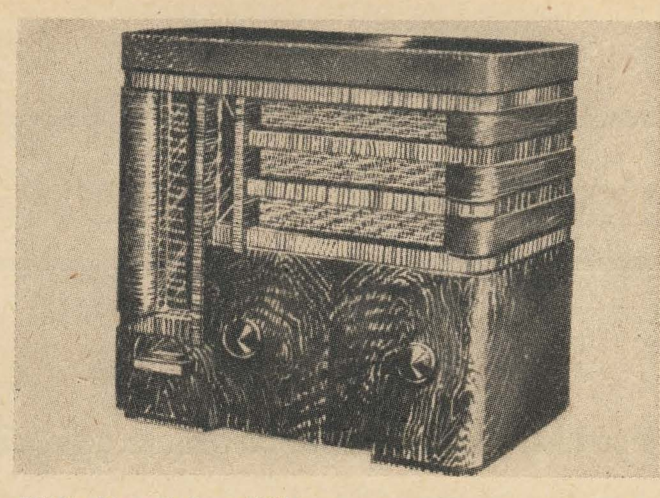


Bild 2b: Blaupunkt-Super 4 W 9

Beide Gehäuse zeigen einwandfrei ihre gestalterische Herkunft von der Architektur. Das „Lumophon“-Gerät ähnelt in den Profilen und der Fußgestaltung stark dem während der zwanziger Jahre üblichen Möbelstil. Skala und Schallwand wirken fremd in ihrer Eingeklemmtheit zwischen den seitlichen „Türmen“.

„Blaupunkt“ wählte die „neue Sachlichkeit“. Sieht dieses asymmetrische Gehäuse nicht aus wie ein Warenhaus mit seinen liegenden „Fensterpartien“ und der Skala als „Treppenhaus“?

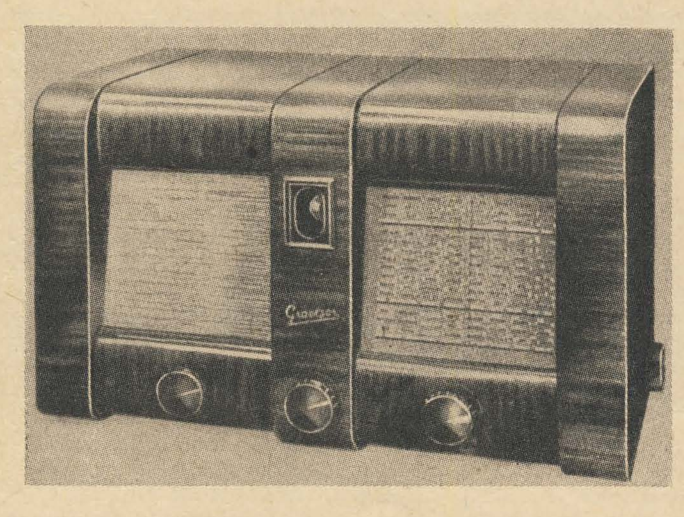


Bild 3: Graetzor-Super
Einige Jahre später findet sich der „Kompaktbau“. Alle Teile sind — völlig naturwidrig — querfurniert. Auf diese Weise war es möglich, auch Furnierreste noch zu verwerten, die sonst in den Abfall kamen. Die Proportionen des Gehäuses wirken ausgesprochen plump. Die Gesetze der Symmetrie sind gröblich mißachtet worden, die Gleichwertigkeit der Flächen läßt jedes Spannungsmoment vermissen

Bild an der Wand hängt, vermag man einzuschätzen. Ob das aber die Lösung ist? Und wie sollen alle transportablen Geräte ausschauen?

Fragen über Fragen. Eines steht fest, das „Möbel rund um das eigentliche Empfangsgerät“ wird verschwinden. Wie aber soll heute die moderne Industrieform aussehen und welche Materialien sind die richtigen?

Lassen wir die Experten sprechen.

Die Meinung des Technikers: sachlich — solide

Meist von formalästhetischen Belangen unbelastet, wird er Sachlichkeit, Zweckmäßigkeit, kleinste Ausmaße fordern. Die Notwendigkeit einer „schützenden Hülle“ sieht er ein, mancher versuchte sich schon in deren Gestaltung. Die Ergebnisse sind meist zu labormäßig, zu kompakt.

Die Ansicht des Betriebswirtschaftlers: nur ökonomisch!

Normalerweise wird er zwischen zwei extremen Belangen einen Kompromiß suchen: sparsamster Materialeinsatz und verkaufskräftiges Gesicht. Ist er zufällig gestalterisch vorgebildet, wird er die Waage zugunsten der „Hülle“ ausschlagen lassen. Manch einer aber glaubt nur, etwas vom Formgestalten zu verstehen, und macht sich durch unnötigen Aufwand an Zierrat und arbeitsintensiven Gehäuseformen zum Handlanger des Unschönen.

Der Werbefachmann sagt: zugkräftig

Er ist wohl das größte Sorgenkind in der Reihe der Verantwortlichen. Seine Aufgabe ist es, die vielen Vorzüge und Neuheiten an einem Erzeugnis hervorzuheben. Dazu dienen ihm Unterlagen, die er für den Laien hochtrabend aufmacht. Jüngstes Beispiel, eine Anzeige aus „Kultur im Heim“ Heft 4 (1963) Seite 28 (auszugsweise):

„Das neuzeitliche Gerät JENA 5020 in seinem geschmackvollen (!) edelholzfurnierten Gehäuse ist ein leistungsfähiger Empfänger

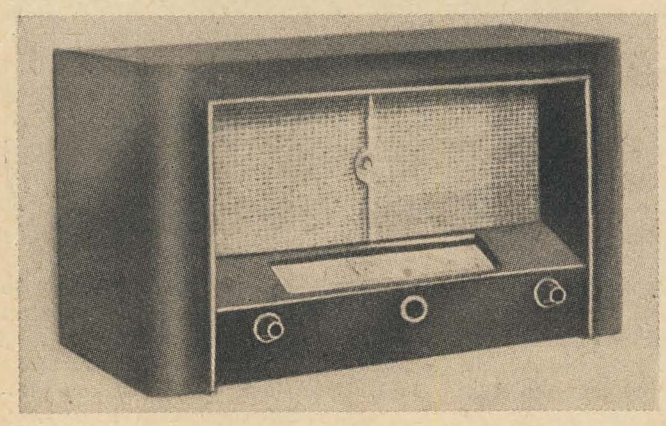


Bild 4a: Telefunken-Super 766

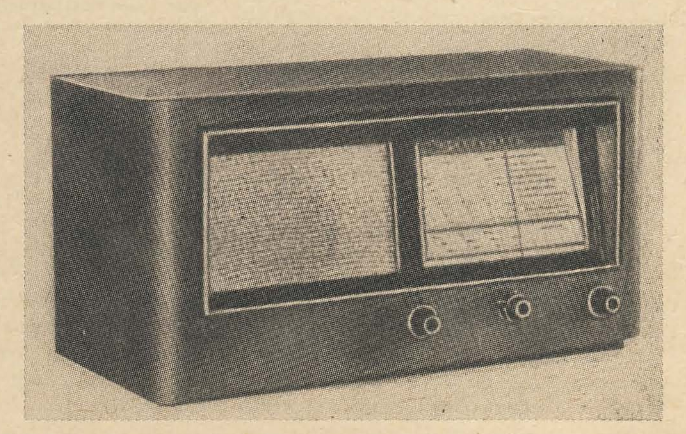


Bild 4b: Telefunken-Markstein-Super 755

Wesentlich ausgewogener ist das axial gestaltete Telefunkengehäuse. Obwohl hier noch einige Disproportionen zu beobachten sind (z. B. Höhe der Knöpfe, Verhältnis der Skalen- und Knopfblende) deutet sich doch hiermit schon die Form an, die sich 15 Jahre später durchsetzen sollte. Beachtenswert ist die Lage der Skala im richtigen Blickwinkel des Bedienenden

Telefunken und Siemens brachten den unsymmetrisch liegenden Gehäusetyp heraus. Die angekippte Skala ist funktionsrichtig, die in gleicher Ebene nach oben abstrahlende Lautsprecherwand widerspricht hingegen der technischen Erkenntnis einer Rauschunterdrückung

und ein wahres Schmuckstück (!) im Heim". Die Beurteilung des Gehäuses ist weniger als nur ein Allgemeinplatz! Sie ist falsch! Das Gehäuse mit seiner überladenen Skala, den blinkenden Knöpfen und Leisten und seiner unsinnigen Linienführung in den Konturen ist nach künstlerischen Begriffen geschmacklos. Leider vertritt es den Durchschnitt unseres Angebots.

Der Wunsch des Handels: risikofrei

Was ist „Risiko"? Eine Sache des Gefühls, der Erfahrung, sagen die einen; eine Sache der Vorsicht, ein Toto-Tip, meinen die anderen. So etwa ist die Stimmung auf den Submissionen. Aber das Wichtigste bringen die Einkäufer nicht immer mit: das Gefühl der Verantwortlichkeit nicht nur für das Geld des Staates, sondern auch für das der Käufer.
Verantwortung aber heißt in diesem Falle nicht gefahrloses Manövrieren, sondern aufklären, überzeugen, wissen! Und da hapert's. Jedem Neuen generell skeptisch gegenüberstehend — es sei denn, daß man die Neuheit schon einmal von „drüben" gesehen hat — machen sie den Betrieben enorme Schwierigkeiten.
Gewiß, die Betriebe sind verpflichtet, ihre Erzeugnisse auf dem Markt selbst einzuführen, aber wie sollen sie den Prellbock „Submission" überwinden? Letzter Anker zur Rettung bleibt dann stets die Presse, und die schafft es dann dank ihrer Autorität auch, das Gute durchzusetzen. Aber von wie vielen Prellböcken erfährt sie nicht!?

Die Wünsche des Käufers: unentschlossen

Das ist kein Wunder; widersprüchliches Angebot in der Formenqualität, unverantwortliche Beeinflussung durch dilettantische Werbung und unqualifizierten Verkauf seit Jahren sind nicht dazu angetan, den Käufergeschmack zu schulen.
So bildeten sich zwei „Lager": die Hypermodernen, die nur zu oft auf modernistischen Kitsch hereinfallen, und die Konservativen, die im Funkgerät ein Möbel sehen und es mit Gewalt in ihre Wohnungseinrichtung einzugliedern versuchen.
So bleibt die gesunde Beurteilung der Form oft außerhalb dieses tückischen Kreislaufs.

*

Unter den mit der Formgestaltung bei RFT Beschäftigten befinden sich neuerdings schon Leute mit entsprechendem Fachstudium. An sie richtet sich dieser Beitrag nicht. Sie wissen, was sie wollen, welchen wichtigen gesellschaftlichen Auftrag sie haben, und sie bemühen sich redlich. Ihre größte Sorge ist das oft noch fehlende Verständnis bei ihren Partnern — also bei denen, die ich soeben zu skizzieren versuchte. Sagen wir es rund heraus: deren mangelhaftes Wissen um die Industrieformgestaltung macht den darin Ausgebildeten das Leben, ihre Arbeit schwer. Jeder sieht nur seinen Aufgabenkreis und verteidigt ihn, obwohl eine enge Zusammenarbeit, ein weitgespannter Bogen gleicher Grundinteressen volkswirtschaftlich weit mehr Nutzen brächte.
Nun gibt es diese Erscheinung nicht nur bei Rundfunk- und Fernsehgeräteherstellern, selbst die Möbelindustrie und der ihr zugehörige Handel tragen noch häufig solche Fehden aus, die uns wirtschaftlich eher schaden denn nützen. Hier hilft auch nicht die übliche Ausrede vom „Wunsch des Kunden" aus der Patsche; denn schließlich waren es die Erzeuger und Händler, die den Käufern ihren bestimmenden „Geschmack" aufgezwungen haben und noch heute aufzwingen wollen. Das wäre an sich nicht zu verurteilen, wenn es sich um wirklich formgestalterisch gute Erzeugnisse handeln würde, die da verteidigt werden. Leider aber zeigt die Praxis unserer Schaufenster noch viel zu viel vom Erbe der Kapitalisten.
Apropos: Kapitalisten. In deren Ländern hat man schon seit geraumer Zeit den Wert der guten Form erkannt. Es geht wohl nur ihren Schöpfern um ästhetische Ziele dabei — die Verkaufsmanager hausieren mit der guten Form genauso wie mit Tandüberladenem. Trotzdem dürfen wir nicht übersehen, was Könner dort an Gutem geschaffen haben, und sollen ruhig davon lernen. Lernen, um das „Sehen" zu schulen, nicht um billige Kopien zu übernehmen! Leider ist das Plagiat am schöpferischen Eigentum weit verbreitet, auch bei uns. Wir schaffen uns durch solche Bequemlichkeiten stets nur Unannehmlichkeiten, besonders dann, wenn wir mit unserem Erzeugnis den Auslandsmarkt betreten. Der rücksichtslose Konkurrenzkampf der kapitalistischen Betriebe untereinander weicht in solchen Fällen einer „Solidarität" gegen uns. Daß wir ihnen damit billige politische Argumente liefern, wird nur zu leicht übersehen oder geringgeschätzt.
Doch bleiben wir beim Binnenmarkt und ziehen die Lehren aus all diesen Erkenntnissen. Es gilt, die junge künstlerisch-wissenschaftliche Disziplin „Industrieformgestaltung" bekanntzumachen, sie anzuerkennen und ihre Werte zu nutzen. Wir haben mit der guten Form unserer technischen Erzeugnisse — vom Portalkran bis zur Damenarmbanduhr — ein Plus in der Hand, das uns kein Material, wenig zusätzliche Arbeitszeit, kaum nennenswerte Gelder kostet. Ja, man kann sogar die Industrieform exportieren. Die Entwurfsbüros der ČSSR tun dies seit einiger Zeit mit großem Erfolg, indem sie Aufträge zur Gestaltung aller möglichen Industrieerzeugnisse übernehmen. Immerhin besteht auf der ganzen Welt noch ein ziemlicher Mangel an Designern, zu deutsch: Industrieformgestaltern.

Was ist ein Industrieformgestalter?

Industrieformgestalter sind künstlerisch befähigte Menschen, die ein Grundstudium an einer Fach- oder Hochschule absolviert haben. Sie müssen eine gehörige Portion technisches Wissen und Verständnis mitbringen und sind meist spezialisiert auf bestimmte Gebiete, z. B. als Innenarchitekten auf Möbel, Tapeten, Dekostoffe, Öfen, Kochgeräte und auch Rundfunk- und Fernsehempfängergehäuse. Weiter gibt es Farbenspezialisten, die sich um die Farbkompositionen von Räumen, Industrieanlagen, Maschinen, Fahrzeugen usw. kümmern. Andere Gestalter bemühen sich um gute Bestecke und Geschirre, wohlgeformte Motorräder und Küchenmaschinen — sie nehmen sich der gewaltigsten bis unscheinbarsten Dinge an. Sie tun dies nicht allein um der guten Form willen, sondern sie suchen gemeinsam mit den Konstrukteuren, Ingenieuren, Werkzeugmachern, Materialexperten nach einer Synthese, die einschließt die Konstruktion (nach dem technischen Höchststand), die Funktion (abgestimmt auf den Menschen, der das Gerät bedient oder benutzt), die Produktion (Einzelstück, Serie) und ihre Verfahren (in technologischer Hinsicht) sowie die Schönheit des Gegenstandes.
Industrieformgestalter sind also keine „Hüllenmacher", wie sich das mancher vorstellen mag, sondern ein wichtiges Glied in der Kette der Produktionsvorbereiter. Sie sind nicht abhängiger von ihren Partnern wie jene von ihnen. Man fordert heute, daß zu einem Entwicklungskollektiv, gleich auf welchem Gebiet es arbeitet, auch der Formgestalter gehört. Und zwar soll er von Anbeginn, bei den ersten Skizzen schon, seine Belange im Rahmen des Gesamtprojektes vertreten. So wie im Bauwesen Ingenieur, Statiker und Architekt Hand in Hand arbeiten, ohne daß der eine den anderen „ausspielt", muß es auf allen Gebieten der Industrieproduktion werden, wenn wir zum Erfolg kommen wollen. Diese Praxis muß sich erst einbürgern, das ist klar. Viele Vorurteile und persönliche Belange und Ansichten müssen überwunden werden.
Eine besonders große Verantwortung trägt dabei der Handel. Es darf nicht verschwiegen werden, daß unqualifizierte Handelstätigkeit der guten Form unserer Güter schon manches Todesurteil unterschrieben hat. Das läßt sich sowohl auf den Verkäufer wie den Käufer münzen; denn wäre ein gesundes Urteil in ästhetischen Fragen beim Konsumenten vorhanden, müßten sich dem der Groß- und Einzelhandel schnellstens anpassen.
Der Formgestalter hat deshalb im heutigen Stadium der Entwicklung seines Berufes noch eine riesige Aufklärungsarbeit zu leisten, die vom Kollegen am Arbeitsplatz neben ihm bis zur Nachbarin im Wohnhaus reicht.
Wir mögen heute schon einige hundert Formgestalter haben. Wie schwer fällt es ihnen, alleingestellt, ihre Arbeit, ihre Aufgabe innerhalb der Gesellschaft zu erläutern, zu popularisieren, anzubringen. Helfen wir ihnen also, auch — oder besonders — als Kollegen mit den gleichen Interessen am Endprodukt. Erkennen wir ihn an, so wie er den Ingenieur anerkennt, denn er kommt ohne seine technisch versierten Partner nicht aus; und sein Partner wird ihn nach Lage der Dinge ebensowenig entbehren können, wenn Qualitätsarbeit geleistet werden soll.

Was ist Industrieformgestaltung?

Ihr Ursprung liegt zweifellos in den Künsten, deren jüngstes Kind sie ist. Der Grund für ihre Jugend ist leicht zu erraten: Ohne moderne Produktion ist sie undenkbar. Und so finden wir denn auch die ersten Ansätze für eine sinnvolle, schöne Gestalt der Gebrauchsgegenstände und Produktionsmittel um die Jahrhundertwende.
Wie jede Kunst, existiert auch die der Industrieformgestaltung nicht um ihrer selbst willen. Was würde es auch nützen, gerade bei der Produktgestaltung Hirngespinste zu fabrizieren? Der Mensch ist das Maß aller (von ihm geschaffenen) Dinge. Es ist uns selbstverständlich, daß der Stuhl die richtige Höhe, das Bett die richtige Länge haben muß, daß die Gabel „handlich" ist und das Fernglas nützlich. Aber auch das Flugzeug richtet sich nach seinen Gästen, der Kran nach seinem Führer, die Armbanduhr nach ihrem Träger. Oder würden Sie sich „das Maß aller Dinge"

anders vorstellen können? Sinn und Zweck der Kunst, der Industrieformgestaltung im besonderen, ist also ihr Dienst am Menschen, für den Menschen, mit dem Menschen.

Und da der Mensch mit den Gegenständen des täglichen Bedarfs, den Geräten seiner Wohnung und Arbeit, den Verkehrsmitteln und Maschinen ständig zusammenkommt — häufiger als mit den Schätzen einer Gemäldegalerie — ist dieses jüngste Kind der Musen besonders wichtig. Mit einer ästhetischen Umwelt wird sich auch das Gefühl für ausgewogene Schönheit in den bildenden Künsten steigern.

Mit der Philosophie allein aber entsteht noch keine gute Form, auch mit dem Menschen als Grundmaß kommen wir noch nicht weiter. Da ist noch das Material, aus dem die Produkte gefertigt werden. Auch hier wieder eine banal erscheinende Erkenntnis: Das Material bestimmt die Form. Wieso? Ist es nicht egal, ob ich einen Telefonhörer aus Tiefziehblech oder aus Plast herstelle? Natürlich ist das gleichgültig für die Funktion, und doch werden beide Hörer anders aussehen, wenn sie materialgerecht gearbeitet werden. Die Werkstoffe, wie Holz, Papier, Metall, Plast, Stein, haben nun einmal ganz bestimmte Eigenheiten und fest abgesteckte Grenzen ihrer Anwendbarkeit. Bei modernen Werkstoffen sind diese wichtigen Unterschiede noch nicht so allgemein bekannt wie etwa die zwischen Holz und Metall. Deshalb muß vor jeder Entwurfsarbeit der zweckmäßigste Werkstoff festgestellt werden. Am Beispiel Radiogehäuse sähe das etwa so aus:

1. Materialforderungen: spanlos verformbar (Plaste oder Spanholz), klangrein (Fichte), materialgerecht (furniert, mattiert oder poliert; farbig lackiert oder plastbezogen)
2. Konstruktionsforderungen: Holztechnik oder Kunstharz-Preßtechnik, Konstruktion und Funktion des eigentlichen Empfangsgerätes
3. Technische Forderungen: Ausmaße des Gerätes, Anordnung der Bedienungsteile, Standort und Bestimmung des Gehäuses
4. Ästhetische Forderungen: Proportionen des Gehäuses sowie seiner Funktions- und Bedienungsteile (Lautsprecher, Skala, Knöpfe), Eingliederung technischer Besonderheiten; Ausmaße im Verhältnis zum Menschen und zum Raum; Farbe und Struktur der Oberfläche, Akustik.

Schließlich wird die Form eines Produkts auch vom Stand der Technik, von den Arbeitsverfahren und -methoden bestimmt, ein Faktor mit einer ständigen Entwicklungstendenz, durch den auf diesem Gebiet der moralische Verschleiß entsteht. Oberflächlich Denkende tun diese Tatsache mit dem Begriff „Mode" ab — gute Formgebung langlebiger Geräte hat nichts mit Mode zu tun. Die Qualität ist ebenfalls an diesen Faktor gebunden; denn es läßt sich mit Schund schneller ein technischer Verschleiß erreichen und damit der Umsatz durch erhöhten Bedarf steigern!

Belassen wir die Untersuchung einmal bei diesen vier Grundfragen. Es ist leicht daraus zu entnehmen, daß die einzelnen Berufe an den unterschiedlichsten Stellen gebraucht werden, folglich ist es falsch, die Sache abzutun, indem man den Künstler auf sein spezielles Gebiet verweist — und umgekehrt den Techniker und Ingenieur auf die ihren. Wenn die Forderung nach Gemeinschaftsarbeit ihren vollen Sinn bekommen soll, dann durch ein solches Kollektiv bei der Konstruktion und Gestaltung von Gebrauchsgütern, Maschinen und Geräten aller Art!

Schließlich darf noch etwas anderes nicht unbeachtet bleiben: die Umwelt, die bekanntlich den Menschen formt. Dabei sind die Lebens- und Arbeitsgewohnheiten der vermutlichen Käufer zu bedenken, ihre gesellschaftliche Entwicklung — zu der die Formgestaltung viel beitragen kann — und beim Export natürlich Mentalität und Klima.

Hat die geographische Lage Einfluß auf die Mentalität der Menschen und auf die Konstruktion des Produkts, so darf man sich doch davon nicht allein leiten lassen. Beispiel: Unsere sächsische Textilindustrie entwirft, fertigt und exportiert Gebetsteppiche für die Länder des Orients. Warum soll sie das nicht? Uns gefallen deren Motive nicht, die Farben sind uns zu grell usw. Wem würde es einfallen, aus produktionstechnischen Gründen nun unsere Inlandserzeugnisse diesen Auslandswünschen unterzuordnen?

Anders bei einer gleichgelagerten Serienproduktion, etwa der Möbel, zu denen auch im gewissen Maße die Empfängergehäuse zu rechnen sind. Immer wieder wird versucht, auf Kosten des Inlandsmarktes den Auslandskunden gestalterische Zugeständnisse zu machen. Der Erfolg ist bekannt: unausgewogen, leicht „verkitscht".

Und eine dritte Möglichkeit bietet die Kraftfahrzeugindustrie: saubere Formgestaltung einer einheitlichen Serienproduktion. Es wäre lächerlich, etwa ein Motorrad anstelle des Sattels mit einem Kamelsitz zu bestücken, nur um den Auslandskunden entgegenzukommen!

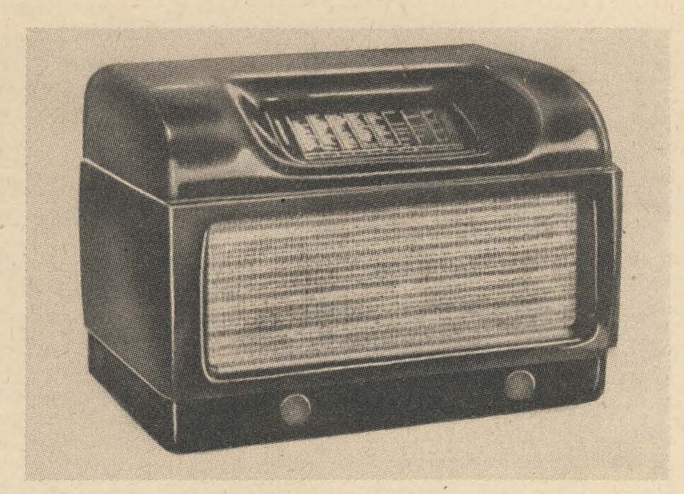


Bild 5: Blaupunkt-Großsuper 5 W 77 „Kommißbrot" wurde diese Art Gehäuse betitelt ob ihrer für damalige Begriffe ungewöhnlichen Formen. Doch nahm der Formgestalter mit der Abrundung nur Rücksicht auf die Preßtechnologie von Kunstharzen. Damals war „Bakelit" das verbreiteste Hartplast. Trotzdem steht eine solche Preßform — nach heutigen Erkenntnissen — der Blechverarbeitung näher

Über diesen Vergleich mögen Sie schmunzeln, aber geschieht nicht ähnliches gerade in unserer Branche?!

Die Erkenntnis kann deshalb nur so lauten: Gute Form verkauft sich gut! Und zwar auf der ganzen Welt. Die skandinavischen Länder haben auf diese Weise ihre Sitzmöbel weltberühmt gemacht. Das hat 30 Jahre gedauert; deshalb steht es unserer Industrieformgestaltung nicht an, nach jeder Leipziger Messe zu resignieren. Sie muß beharrlich ihre Ziele verfolgen und diese freilich auch etwas häufiger verkünden, damit sich der Mensch damit vertraut machen kann. *Wird fortgesetzt*

Was versteht man unter normierter Darstellung?

EDGAR BALCKE

In der Literatur findet man häufig Diagramme, die den funktionalen Zusammenhang zwischen verschiedenen Größen charakterisieren, wobei aber an den Achsen der Diagramme das Verhältnis zweier Größen aufgetragen wird. Es handelt sich dabei um das Verhältnis einer Veränderlichen zu einem festen Bezugswert. Man bezeichnet diese Form als normierte Darstellung. Ihr Zweck und ihre Vorteile sollen nachstehend an einigen Beispielen hervorgehoben werden.

Eine der einfachsten Schaltungen der Elektrotechnik stellt der Grundstromkreis dar (Bild 1). Er besteht aus einer Spannungsquelle mit konstanter Urspannung E, dem Innenwiderstand R_i und dem Außenwiderstand R_a.

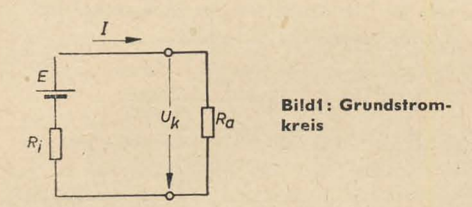


Bild 1: Grundstromkreis

Das Verhalten von Klemmenspannung U_k und Strom I in Abhängigkeit vom Außenwiderstand R_a soll grafisch dargestellt werden. Die Zusammenhänge ergeben sich durch das Ohmsche Gesetz.

$$U_k = I \cdot R_a, \qquad I = \frac{E}{R_i + R_a}$$

Die Gleichung für die Klemmenspannung enthält noch zwei Veränderliche (I und R_a), deshalb wird eingesetzt

$$U_k = \frac{E \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

Auch jetzt läßt sich relativ schlecht übersehen, wie sich U_k ändert, denn R_a steht sowohl im Zähler als auch im Nenner. Die Beziehung wird übersichtlicher, wenn Zähler und Nenner durch R_a geteilt werden.

$$U_k = \frac{E}{1 + \frac{R_i}{R_a}}$$

Eine Zunahme von R_a verkleinert den Nenner und bewirkt, daß U_k ansteigt.
Die grafische Darstellung in einem Diagramm erfordert konkrete Zahlenwerte für E, R_i und R_a.

Beispiel 1

Gegeben sind: $E = 10\,V$, $R_i = 10\,\Omega$, $R_a = (0 \cdots 100)\,\Omega$

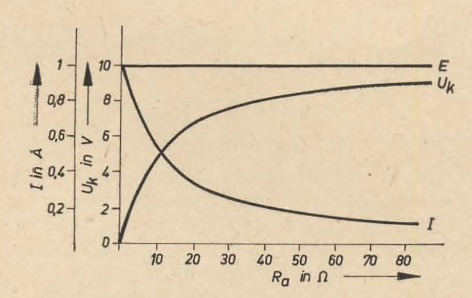
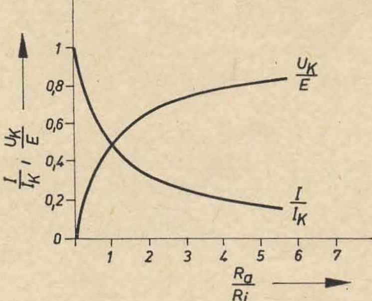


Bild 2: Klemmenspannung und Strom im Grundstromkreis als Funktion des Belastungswiderstandes

Gesucht sind: U_k und $I = f(R_a)$

Das Diagramm im Bild 2 zeigt anschaulich die Veränderungen, hat aber den Nachteil, daß es nur für die gewählten Zahlenwerte gilt. Bei anderen Werten ergeben sich zwar prinzipiell ähnliche Kurven, aber andere Maßstäbe an den Achsen.
Die normierte Darstellung führt dagegen zu Gleichungen und Diagrammen, die allgemeingültig und damit unabhängig von konkreten Zahlenwerten sind. Eine allgemeingültige Skalenteilung für die Ordinate ergibt sich z. B. dadurch, daß nicht U_k, sondern das Verhältnis U_k/E aufgetragen wird. Bei sehr großen Außenwiderständen (gegenüber R_i), d. h. praktisch bei Leerlauf, erreicht die Klemmenspannung ihren größten Wert. Für das Verhältnis ergibt sich dann $(U_k/E) = 1$. Die Skalenteilung der Ordinate verläuft daher von 0 bis 1, und zwar unabhängig von den Zahlenwerten der jeweiligen Schaltung.
Auch für die Abszisse läßt sich ein allgemeingültiger Maßstab finden. Man trägt hier zweckmäßig das Verhältnis R_a/R_i auf und erhält dadurch die dimensionslose Zahleneinteilung 0, 1, 2, 3 usw. Für den Strom gelten die gleichen Überlegungen. Als geeignete Bezugsgröße für I wählt man wie bei der Spannung den Maximalwert. Der größte Strom tritt bei $R_a = 0$ auf, d. h. im Kurzschlußfall $I_k = E/R_i$. In diesem Fall wird das Verhältnis $(I/I_k) = 1$.

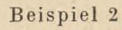


Alle anderen Werte liegen unter 1. Die vorstehenden Gedankengänge ergeben mathematisch formuliert die Gleichungen

$$\frac{U_k}{E} = \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_i}}, \qquad \frac{I}{I_k} = \frac{1}{1 + \frac{R_a}{R_i}}$$

Sie dienen zur Berechnung der Kurven im Bild 3. Nachfolgend ist ein Zahlenbeispiel für die Anwendung des Diagramms angegeben.

Beispiel 2



Gegeben sind: $E = 4\,V$, $R_i = 4\,k\Omega$, $R_a = 2\,k\Omega$, bzw. $16\,k\Omega$

Gesucht sind: U_k und I

Für das Verhältnis

$$\frac{R_a}{R_i} = \frac{2\,k\Omega}{4\,k\Omega} = 0{,}5$$

wird aus Bild 3 abgelesen

$$\frac{U_k}{E} = 0{,}33 \quad \text{und} \quad \frac{I}{I_k} = 0{,}67$$

Es ergeben sich

$$U_k = 0{,}33 \cdot E = 1{,}32\,V$$

$$I = 0{,}67 \cdot I_k = 0{,}67\,\frac{E}{R_i} = 0{,}67\,mA$$

und für den zweiten Wert von R_a

$$U_k = 3{,}2\,V \quad \text{und} \quad I = 0{,}2\,mA$$

Als zweite Schaltung soll ein frequenzabhängiger Spannungsteiler untersucht werden, der z. B. in Form von Koppelkondensator und Gitterableitwiderstand sehr häufig vorkommt (Bild 4).

Bild 3: Normierte Darstellung der Klemmenspannung und des Stromes im Grundstromkreis

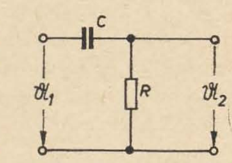


Bild 4: RC-Hochpaß

Es interessiert hier vor allem, wie sich die Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Frequenz der Eingangsspannung verändert. Die grafische Darstellung soll in normierter Form erfolgen.
Bei unbelastetem Ausgang ergibt die Spannungsteilerregel

$$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad \text{oder} \quad \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega CR}}$$

Für die Ordinate bietet sich das Verhältnis $\mathfrak{U}_2/\mathfrak{U}_1$ an. Die Skalenteilung verläuft wieder von 0 bis 1, da unabhängig von beliebigen Zahlenwerten $|\mathfrak{U}_2|$ höchstens so groß wie $|\mathfrak{U}_1|$ werden kann.
Etwas schwieriger wird es, eine geeignete Bezugsgröße für die Frequenz und damit für die Abszissenteilung zu finden. Die Schaltung stellt einen Hochpaß dar und besitzt eine Grenzfrequenz dort, wo die Spannung $|\mathfrak{U}_2|$ auf den $1/\sqrt{2}$ fachen Wert von $|\mathfrak{U}_1|$ abge-

sunken ist. Diese Grenzfrequenz ergibt sich aus der Bedingung

$$\left|\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1}\right|_{f_g} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{\omega_g CR}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}};$$

$$\frac{1}{\omega_g CR} = 1$$

$$\omega_g = \frac{1}{CR}$$

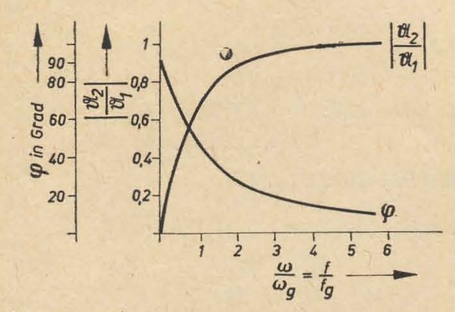


Bild 5: Normierte Darstellung des Amplituden- und Phasenganges zur Schaltung nach Bild 4

Sie ist geeignet als Bezugsgröße für die Frequenz. Man erhält damit für den Betrag der Ausgangsspannung

$$\left|\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1}\right| = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{\omega CR}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega_g}{\omega}\right)^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{1}{\frac{\omega}{\omega_g}}\right)^2}}$$

und für den Phasenwinkel

$$\tan\varphi_{(\mathfrak{U}_2/\mathfrak{U}_1)} = \frac{1}{\omega CR} = \frac{\omega_g}{\omega} = \frac{1}{\frac{\omega}{\omega_g}}$$

Bild 5 zeigt die normierte Darstellung des Amplituden- und Phasenganges der Schaltung nach Bild 4.

Beispiel 3

Ein Tonfrequenzband von $f = 16$ Hz bis 10 kHz soll von einem Hochpaß mit $R = 500$ kΩ und $C = 10$ nF übertragen werden.

a) Welche Spannungswerte besitzen der tiefste und der höchste Ton am Ausgang des RC-Gliedes, wenn die Eingangsspannung für alle Frequenzen $|\mathfrak{U}_1| = 3$ V beträgt?

b) Auf welchen Wert muß der Kondensator geändert werden, wenn bei der Frequenz $f = 32$ Hz die Ausgangsspannung nur um 5% gegenüber der Eingangsspannung absinken soll?

Lösung

a) Das RC-Glied besitzt eine Grenzfrequenz von

$$f_g = \frac{1}{2\pi CR} = 31{,}8 \text{ Hz}$$

Aus dem Diagramm wird abgelesen bzw. errechnet

f	$\frac{f}{f_g}$	$\left\lvert\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1}\right\rvert$	$\lvert\mathfrak{U}_2\rvert$
16 Hz	0,5	0,45	1,35 V
10 kHz	314	≈1	≈ 3 V

b) Nach Bild 5 ergibt das Verhältnis

$$\left|\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1}\right| = 0{,}95$$

ein Frequenzverhältnis von

$$\frac{f}{f_g} = 3{,}5$$

Die Grenzfrequenz muß daher

$$f_g = \frac{f}{3{,}5} = 9{,}15 \text{ Hz}$$

betragen.

Daraus folgt

$$C = \frac{1}{2\pi f_g R} = 34{,}8 \text{ nF}$$

Große Bedeutung für die Hochfrequenztechnik hat das Verhalten des Parallelschwingkreises als frequenzabhängiger Widerstand. Bild 6 zeigt das Ersatzschaltbild, wobei der Widerstand R_o sämtliche Verluste von Spule und Kondensator bei der Resonanzfrequenz charakterisieren soll.

Mit der komplexen Rechnung ergibt sich für den Widerstand

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{\frac{1}{R_o} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)}$$

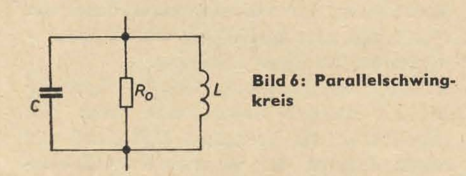


Bild 6: Parallelschwingkreis

Er erreicht seinen größten Wert bei der Resonanzfrequenz, bei der sich Spulen- und Kondensatorwiderstand bzw. -leitwert gegenseitig aufheben.

$$\mathfrak{R}_{(f_0)} = R_o;\quad \omega C - \frac{1}{\omega L} = 0;\quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Ober- und unterhalb dieser Frequenz nimmt der Widerstand ab. Die Berechnung der Resonanzkurve $|\mathfrak{R}| = f(f)$ erfordert erheblichen rechnerischen Aufwand (Bild 7) und gilt jeweils nur für bestimmte Zahlenwerte

$$|\mathfrak{R}| = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_o}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}}$$

so daß auch hier die normierte Darstellung erhebliche Vorteile bringt. Als Bezugsgröße für den Widerstand kann wieder der Maximalwert verwendet werden, so daß an der Ordinate des Diagrammes das Verhältnis $|\mathfrak{R}|/R_o$ aufgetragen wird. Sie Skalenteilung erfolgt dabei von 0 bis 1.

Als Bezugsgröße für die Frequenz auf der Abszisse soll die Resonanzfrequenz verwendet werden. Es hat sich dabei als vorteilhaft erwiesen, nicht mit absoluten Frequenzen zu arbeiten, sondern nur die Abweichungen gegenüber der Resonanzfrequenz anzugeben. Diese Abweichungen bezeichnet man als Verstimmung.

$$V_{abs} = f - f_o = \pm \Delta f$$

bzw.

$$V_{rel} = \pm \frac{\Delta f}{f_o}$$

Zur Realisierung dieser Forderung muß zuerst die Gleichung für den Widerstand entsprechend umgeformt werden.

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{\frac{1}{R_o} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\cdot\frac{\omega_o}{\omega_o}}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{R_o}\left[1 + jR_o\left(\frac{\omega C}{\omega_o\sqrt{LC}} - \frac{\omega_o\sqrt{LC}}{\omega L}\right)\right]}$$

$$\mathfrak{R} = \frac{R_o}{1 + jR_o\sqrt{\frac{C}{L}}\left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)}$$

Der Ausdruck

$$R_o\sqrt{\frac{C}{L}} = \varrho_o$$

stellt die Kreisgüte und der Ausdruck

$$\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} = V$$

die Doppelverstimmung dar.

V wird als Doppelverstimmung bezeichnet, weil bei kleinen Abweichungen von der Resonanzfrequenz ($V_{rel} < 10\,\%$) $V \approx 2\,V_{rel}$ wird. Als normierte Darstellung für den Widerstand des Parallelschwingkreises erhält man damit

$$\frac{\mathfrak{R}}{R_o} = \frac{1}{1 + j\varrho_o V};$$

$$\frac{|\mathfrak{R}|}{R_o} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\varrho_o V)^2}};\quad \tan\varphi = -\varrho_o V$$

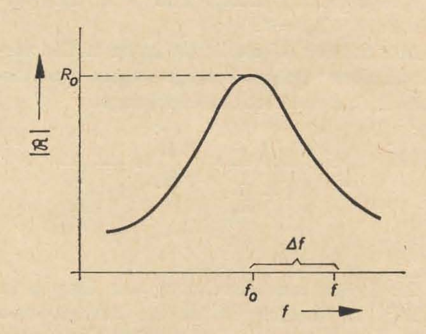


Bild 7: Resonanzkurve eines Parallelschwingkreises

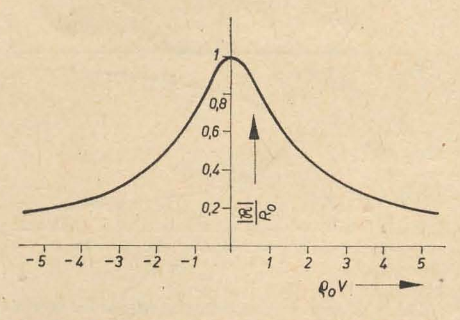


Bild 8: Normierte Widerstandskurve des Parallelschwingkreises

Durch Einsetzen der Zahlenwerte 0, 1, 2, 3 usw. für $\varrho_o V = \Omega$ = normierte Verstimmung läßt sich die gesuchte allgemeingültige Resonanzkurve berechnen.
Bild 8 zeigt die normierte Widerstandsresonanzkurve des Parallelschwingkreises und Bild 9 die normierte Phasenwinkelkurve.
Das folgende Beispiel erläutert den Umgang mit den Diagrammen.

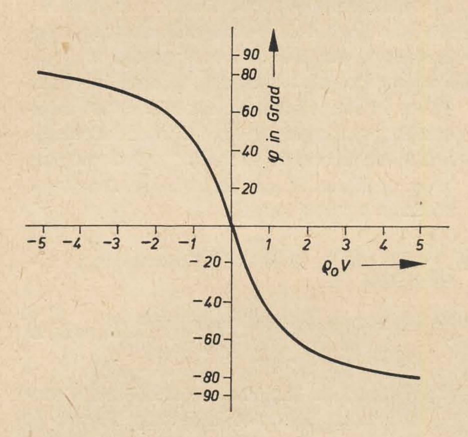


Bild 9: Normierte Phasenwinkelkurve des Parallelschwingkreises

Beispiel 4

Welchen Widerstand und welchen Phasenwinkel besitzt ein Parallelschwingkreis für die Resonanzfrequenz $f_o = 470$ kHz mit $C = 250$ pF, $L = 457\,\mu$H und einer Kreisgüte von $\varrho_o = 88{,}6$

a) bei der Resonanzfrequenz und den Grenzfrequenzen
b) bei f = 480 kHz und bei einer Verstimmung von $V_{rel} = -20\,\%$?

Zur Lösung dieser Aufgabe müssen zuerst die Werte für die normierte Verstimmung $\varrho_o V$ ermittelt werden, die das Ablesen von $|\mathfrak{R}|/R_o$ und φ aus den Kurven gestatten.

Bei $\varrho_o V > 5$ erfolgt die Berechnung nach der Näherung

$$|\mathfrak{R}| = \frac{R_o}{\sqrt{1 + (\varrho_o V)^2}} \approx \frac{R_o}{\varrho_o V}$$

$$R_o = \varrho_o \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad B = \frac{f_o}{\varrho_o}; \quad V = \frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f} \approx 2\,V_{rel}$$

Die wenigen Beispiele sollten zeigen, welche Vorteile in Bezug auf Rechenaufwand, Übersichtlichkeit und Anwendung allgemeingültige, d. h. von Zahlenwerten unabhängige Diagramme bieten.

f in kHz	Δf in kHz	V_{rel} in %	V in %	$\varrho_o V$	$\frac{\lvert\mathfrak{R}\rvert}{R_o}$	$\lvert\mathfrak{R}\rvert$ in kΩ	φ in Grad
f_o	0	0	0	0	1	$R_o = 120$	0
f_g	$\frac{B}{2} = 2{,}65$	0,564	1,128	1	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	85	±45
480	10	2,13	4,26	3,78	0,25	30	—75,2
		—20	—45	—40	$\approx \frac{1}{40}$	≈3	≈90

Ein neuartiger Lichtgenerator

WERNER OTTO

Von der Firma Varo Inc., Garland, Texas, wurde eine neuartige Strahlenquelle entwickelt, die als „Varatron" bezeichnet wird und die gegenüber anderen bereits bekannten Strahlenquellen, wie z. B. dem Laser, den Vorteil hat, daß sie mit FM- und AM-Systemen direkt moduliert werden kann und innerhalb einer Oktave im Bereich des Ultraviolett- bis Infrarotbereiches durchgestimmt werden kann. Der folgende Beitrag zeigt das Prinzip dieser Neuentwicklung.

Die Strahlungserzeugung erfolgt durch einen bandförmigen Elektronenstrahl, der über ein Beugungsgitter geführt wird. Dieses Prinzip der Lichterzeugung wurde bereits vor einigen Jahren im Zusammenhang mit theoretischen Untersuchungen an Wanderfeldröhren und speziell Rückwärtswellen-Oszillatoren erwähnt, konnte jedoch bisher noch nicht praktisch realisiert werden.
Die neue Strahlungsquelle hat gegenüber allen bisher bekannten Verfahren der Strahlungserzeugung im Ultraviolett- und Infrarotbereich erhebliche Vorteile. Sie gibt eine wahlweise kontinuierliche oder impulsgetastete monochromatische Strahlung ab und ähnelt damit in gewisser Beziehung dem Laser, wenn auch im gegenwärtigen Stadium der Entwicklung der Wirkungsgrad der Energieumwandlung und die abgegebene Strahlungsleistung noch nicht allen Erfordernissen entsprechen.
Die wesentlichsten Vorteile gegenüber dem Laser sind der relativ einfache Aufbau, der eine gewisse Ähnlichkeit mit Wanderwellenröhren zeigt, weiterhin die Möglichkeit der vollelektronischen Frequenzabstimmung und die Frequenz- und Amplitudenmodulation.
Ein Strahlsystem erzeugt einen bandförmigen Elektronenstrahl, der in üblicher Weise beschleunigt und gebündelt wird. Dieser Elektronenstrahl wird dann über eine Platte aus rostfreiem Stahl geführt, die an der Oberfläche ein Linienraster von 8000 Linien/cm enthält. Die Oberfläche der Platte ist mit einem besonderen metallischen Überzug versehen.
Dieses Linienraster hat die gleiche Wirkung wie die Verzögerungsleitung beim Rückwärtswellenoszillator, d. h., es treten Komponenten mit negativer Phasengeschwindigkeit auf, die bei Übereinstimmung mit der Geschwindigkeit des Elektronenstrahles in Wechselwirkung mit dem Elektronenstrahl treten.
Die Wellenlänge der sich dabei unter dem Winkel α zur Rasterplatte ergebenden Lichtabstrahlung läßt sich nach der Beziehung

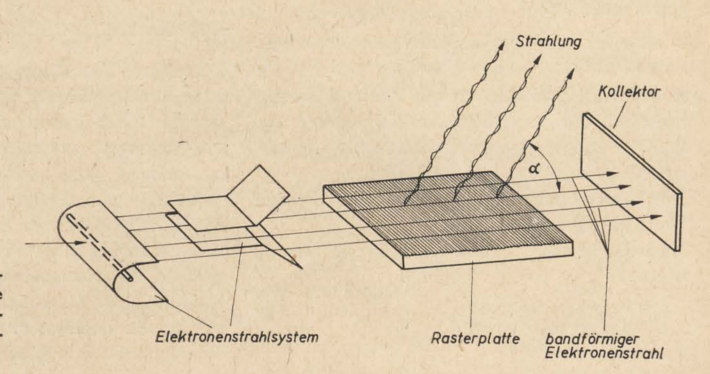
$$\lambda = D\left(\frac{c}{e\,V} - \cos\alpha\right)$$

berechnen, wobei

D die Liniendichte des Rasters,
eV die Elektronengeschwindigkeit und
c die Lichtgeschwindigkeit ist.

Auf Grund dieser Beziehung für die Wellenlänge der Lichtabstrahlung ergeben sich folgende Möglichkeiten der Frequenzabstimmung:

1. Änderung der Elektronengeschwindigkeit durch Spannungsänderung am Strahlerzeugungssystem,
2. Änderung des Winkels α durch Schrägstellung der Rasterplatte und



Prinzip der Strahlungserzeugung mit Hilfe eines über ein Linienraster geführten Elektronenstrahls

3. Änderung der Liniendichte der Rasterplatte durch thermische Ausdehnung der Rasterplatte.

Die beiden erstgenannten Möglichkeiten der Frequenzabstimmung sind hauptsächlich zur Grobabstimmung geeignet, wogegen die letztere Möglichkeit durch Temperaturänderung der Platte eine sehr präzise Feinabstimmung der Frequenz gewährleistet.

Die bisher erreichte Ausgangsleistung liegt in der Größenordnung von 1 mW und ermöglichte daher bereits eine Anzahl von praktischen Untersuchungen, Messungen und ersten Anwendungsversuchen. Die Erhöhung der Ausgangsleistung ist jedoch ohne weiteres möglich. Das kann einmal geschehen durch Erhöhung des Elektronenstromes, d. h. durch Verstärkung des Systems für die Strahlerzeugung und zum anderen durch Verbesserung des Wirkungsgrades der Wechselwirkung des Elektronenstrahles mit dem Raster. Beide Möglichkeiten der Vergrößerung der Ausgangsleistung haben daher im wesentlichen technologische Problemstellungen zum Inhalt.

Ebenso wie durch Änderung der Spannung des Strahlerzeugungssystems eine Frequenzabstimmung möglich ist, kann diese Spannungsänderung auch zur Frequenzmodulation ausgenutzt werden. Die beiden anderen Möglichkeiten der Frequenzabstimmung durch Schrägstellung der Rasterplatte oder durch Temperaturänderung der Platte eignen sich dagegen wegen der mechanischen oder thermischen Trägheit nicht zur Anwendung für die Frequenzmodulation.

Durch Variation des Strahlstromes ist es möglich, eine reine Amplitudenmodulation zu erreichen, wenn dabei alle anderen Parameter, wie z. B. die Spannung am Strahlerzeugungssystem und damit die Geschwindigkeit des Elektronenstrahles, konstant gehalten werden. Das ist z. B. durch die Einschaltung eines Steuergitters in das Strahlerzeugungssystem möglich.

Wie bereits erwähnt, ist die neue Strahlungsquelle innerhalb des Frequenzbereiches vom Infrarotgebiet bis zur ultravioletten Strahlung über eine Oktave durchzustimmen, und damit ergibt sich gleichzeitig die Möglichkeit, ein äußerst breites Frequenzspektrum zu übertragen. Ein weiterer Vorteil für die Nachrichtenübertragung ist, daß die Frequenz- und die Amplitudenmodulation nahezu unabhängig voneinander gleichzeitig angewendet werden können.

Der Empfang der Strahlung erfolgte bei den bisherigen Versuchen mit Hilfe von Fotomultiplikatoren. Es wurden jedoch auch schon Untersuchungen angestellt, die die Anwendung des Überlagerungsprinzips zum Ziel hatten. Hierbei wurde ein zweites Varatron mit automatischer Frequenznachstimmung zur Frequenzumsetzung benutzt. Es ergab sich dadurch eine erhebliche Erhöhung der Empfindlichkeit und Vergrößerung der Reichweite.

Obwohl die neuartige Strahlenquelle leistungsmäßig anderen Quellen des gleichen Frequenzbereiches noch stark unterlegen ist, sind die Vorteile, die sich z. B. aus den Möglichkeiten der Modulation ergeben, so groß, daß bereits jetzt eine Anwendung in vielen Fällen in Frage kommen könnte. Es ist abzuwarten, welche vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten der neuen Strahlungsquelle sich bei einer weiteren Vergrößerung der Ausgangsleistung ergeben werden.

Literatur

[1] Ein breitbandiger Strahler. Elektronik 12 (1963) H. 9 S. 285

[2] Klinger, H. H.: Amplification and Generation of Coherent Light by Means of Electronic Beams (Verstärkung und Erzeugung von kohärentem Licht mit Hilfe von Elektronenstrahlen). Proceedings of the IEE Bd. 51 (1963) H. 10 S. 1367

Ein transistorisierter Tongenerator

HARTMUT SCHREIBER

Im nachfolgenden Beitrag wird ein mit einer Meachambrücke entwickelter Tongenerator in seiner Schaltungstechnik und Wirkungsweise beschrieben und auf die dazu nötigen Berechnungen hingewiesen. Der Tongenerator arbeitet mit 50 Hz und hat eine Ausgangsspannung von 2,5 V.

Allgemeines

Wird eine Verstärkerschaltung zur Schwingungserzeugung angeregt und vom Ausgang des Transistors eine Spannung auf den Eingang zurückgeführt, so entspricht diese nach Betrag und Phase der Eingangsspannung. Zum Anregen und Aufrechterhalten der Schwingung ist also eine Rückkopplung erforderlich. Diese ist definiert durch

$$\mathfrak{K} \cdot V = 1 \qquad (1)$$

Darin bedeutet

$$\mathfrak{K} = \frac{\mathfrak{U}_E}{\mathfrak{U}_A} \qquad (2)$$

$\mathfrak{K}$ ist meist komplex, da die Phasendifferenz zwischen der Ausgangswechselspannung $\mathfrak{U}_A$ und der Eingangswechselspannung $\mathfrak{U}_E$ im allgemeinen zwischen $0 \cdots 180°$ liegt.

Der Verstärkungsfaktor V ist bei phasenreiner Verstärkung reell.

Nach Gleichung (1) setzt die Schwingung ein, wenn

$$\mathfrak{K} = \frac{1}{V} \qquad (3)$$

ist.

Damit wird

$$\frac{\mathfrak{U}_E}{\mathfrak{U}_A} = -\frac{1}{V} \qquad (4)$$

und

$$\mathfrak{U}_E = -\frac{\mathfrak{U}_A}{V} \qquad (5)$$

Aus Gleichung (5) ergibt sich die Amplitudenbedingung: Die zurückgeführte Eingangsspannung muß gleich dem V-ten Teil der Ausgangsspannung sein.

Begrenzung der Schwingungsamplitude

Besondere Beachtung erfordert die Begrenzung der Amplitude, damit sich die Schwingungen nicht hochschaukeln und zu Kippschwingungen entarten. Bei LC-Transistoroszillatoren wird mit zunehmender Aussteuerung der Eingangswiderstand kleiner. Die Bedämpfung des frequenzbestimmenden Gliedes begrenzt die Amplitude. Damit wird aber die Sinusform der erzeugten Schwingung beeinflußt, d. h., mit wachsender Amplitude werden die nichtlinearen Verzerrungen größer. Es empfiehlt sich daher, den Eingangswiderstand hinreichend groß zu wählen und die Amplitudenbegrenzung durch spannungsabhängige Schaltelemente im Gegenkopplungszweig vorzunehmen. Als amplitudenabhängige Schaltelemente eignen sich Heiß- und Kaltleiter oder Diodenpaare. Infolge der nichtlinearen Kennlinien dieser Schaltelemente ist auch hier mit einer geringen Zunahme der Kurvenverzerrungen zu rechnen.

Über den zweistufigen Transistorverstärker in Emitterschaltung kann die Spannungsamplitude den gleichen Wert annehmen oder sogar größer werden als die ursprünglich eingetretene Amplitude.

Auf einem Oszillografen kann man erkennen, wie mit dem Einsetzen von Oszillationen die Amplitude allmählich größer wird und sich schließlich auf einen festen Wert einstellt. Dem Transistor kann man hier noch lineare Eigenschaften — je nach gewähltem Arbeitspunkt — beim Anschwingen zuschreiben.

Wirkungsweise des Meacham-Oszillators

Bild 1 zeigt das Schaltbild des Tongenerators mit Meacham-Brücke. Das frequenzbestimmende Glied (Reihenkreis) liegt in einem der Brückenzweige, gegenüber liegt ein Regelwiderstand, die beiden anderen Brückenzweige enthalten einen Heißleiter und einen ohmschen Widerstand. Im abgeglichenen Zustand sind die Widerstandswerte gleich. Im Resonanzfall gilt

$$\frac{|\mathfrak{U}_D|}{|\mathfrak{U}_B|} = |\mathfrak{K}| = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mathfrak{r}_1 \cdot \mathfrak{r}_4 - \mathfrak{r}_2 \cdot \mathfrak{r}_3}{(\mathfrak{r}_1 + \mathfrak{r}_2)(\mathfrak{r}_3 + \mathfrak{r}_4)} = K$$

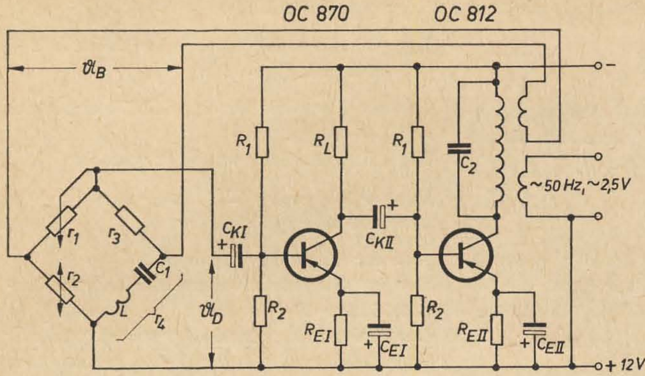


Bild 1: Schaltung des Tongenerators mit Meacham-Brücke

$\mathfrak{U}_D$ ist die Diagonalspannung und $\mathfrak{U}_B$ die Brückenspannung.
Die Spannungsuntersetzung einer derartigen Brücke gilt bei Anpassung und Resonanz.

Frequenzkonstanz

Um eine annähernd gute Frequenzstabilität zu erzielen, werden hohe Güten vom Brückenkreis, Ausgangskreis und Reihenkreis der Schaltung gefordert. Bei einem Transistoroszillator gilt allgemein

$$\frac{d\varphi}{dv} = \frac{d\varphi}{\frac{d\Delta f}{f}}$$

Das bedeutet, mit größerer Phasensteilheit steigt die Konstanz der Frequenz. Eine sehr große Schwingkreisgüte der genannten Kreise wird auf jeden Fall Forderung eines Oszillators sein. Um die Phasensteilheit genügend groß zu machen, muß die Verstärkung des zweistufigen Transistorverstärkers dementsprechend ausgelegt sein. Mit der Meacham-Brücke läßt sich die geforderte Bedingung erfüllen.
Nach $\mathfrak{K} \cdot V = 1$

wird $\mathfrak{K}$ klein, V ist aber durch die richtige Auswahl und Dimensionierung der Schaltung sehr groß zu machen. Größere Phasensteilheit bedeutet aber zugleich eine scheinbare Güteerhöhung bei der Meacham-Brücke. So ergibt sich ein güteverbessernder Faktor. Bedingt durch diesen Faktor, kann man dem Rückkopplungszweig eine Pseudogüte von

$$\varrho' = \varrho \frac{V+8}{8} \qquad (6)$$

zuschreiben.
Darin sind

ϱ die Schwingkreisgüte
V die Verstärkung und
ϱ' die Pseudogüte

Bei nicht phasenreiner Verstärkung ergibt sich eine Oszillatorfrequenzverstimmung. Rechnerisch kann diese ermittelt werden nach

$$v = \frac{\tan\varphi \cdot 8}{\varrho\,(V+8)} \qquad (7)$$

Der Einfluß von Phasenschwankungen sowie Verstärkungsschwankungen auf die Frequenz werden durch

$$dv = \frac{8 \cdot \varphi \cdot dv}{\varrho\,(V+8)^2} \qquad (8)$$

ausgedrückt.

Aus der Gleichung ist zu erkennen, daß, wenn $\varphi = 0$ ist, Verstärkungsschwankungen in die Frequenz nicht eingehen. Allerdings machen sich Phasenschwankungen sofort bemerkbar und beeinflussen damit die Frequenz und deren Stabilität. Bei kleinen Schwingkreisgüten verlaufen die Kurven für ϱ sehr flach. Erst mit größer werdenden Güten nimmt der Anstieg der Kurven zu. Das bedeutet, daß bei niedrigen Schwingkreisgüten Frequenzverstimmungen, die definiert sind mit

$$V = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \qquad (9)$$

größer sind — und damit die Frequenzverstimmung von f_0 — als bei Schwingkreisen mit sehr großen Güten. Die Spannungsänderung von der Resonanzspannung ist dabei definiert mit

$$\frac{\mathfrak{U}}{\mathfrak{U}_0} = \frac{1}{1+(\varrho \cdot V)^2} \qquad (10)$$

Für die Phasensteilheit gilt

$$\tan\varphi = \varrho \cdot V \qquad (11)$$

Amplitudenstabilisierung mit Heiß- bzw. Kaltleiter

Im vorliegenden Fall wurde als Stabilisierungsglied ein Heißleiter benutzt. Kaltleiter finden jedoch ebenfalls Verwendung. Beim Einschalten ist der Kaltleiterwiderstand sehr klein, das bedeutet, daß dieser Widerstand kleiner als der Abgleichwert der Brücke ist. Dabei wird $K \cdot V > 1$, d. h., der Oszillator schwingt sich ein und kommt dem Abgleichwert

$$r_4 \cdot r_1 = r_2 \cdot r_3 \qquad (12)$$

nahe. Dieser Regelvorgang hat seine Nachteile. Es muß nämlich z. B. für Kaltleiter eine zusätzliche Leistung aufgebracht werden, Vorteile sind die Ausregelung von Verstärkungsschwankungen, Belastungs- und Temperaturänderungen. Natürlich ist Verstärkungsreserve Voraussetzung. Es können also diese aufgezählten Nachteile nur ausgeregelt werden, wenn eine hohe Transistorstufenverstärkung vorhanden ist. Es empfiehlt sich, Transistoren mit hohen β zu wählen bei geforderter hoher Ausgangsspannung. Es können aber nicht eine Vielzahl von Verstärkerstufen zusammengeschaltet werden, da durch die komplexe Verstärkung der Transistoren eine zusätzliche Phasendrehung hinzukommt und damit eine komplexe Verstärkung, die nicht erwünscht ist. Experimentell ergab sich, daß zwei Transistorstufen die gewünschten Bedingungen einhalten.

Berechnung des Meacham-Oszillators

Bei angepaßter Brücke gilt höchste Frequenzkonstanz, und bei optimaler Anpassung des Transistors OC 870

$$R_L^* = R_1 \,||\, R_2 \,||\, R_L \,||\, h_{11}$$
$$R_L^* = 1{,}67\ \text{k}\Omega$$

$$R_{L\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22} \cdot \Delta h}} = 22{,}4\ \text{k}\Omega$$

Man erkennt, daß der tatsächliche Lastwiderstand bedeutend kleiner als der optimal errechnete ist. Trotzdem wurde die Fehlanpassung in Kauf genommen.
Als Eingangswiderstand ergab sich r_E zu

$$r_{EI} = R_B \,||\, R_1 \,||\, R_2$$
$$r_{EI} = 490\ \Omega$$

und der optimale Eingangswiderstand wurde bestimmt mit

$$r_{E\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11} \cdot \Delta h}{h_{22}}} = 670\ \Omega$$

Die Fehlanpassung ist hier bedeutend geringer.
Die gemessenen h-Parameter für die Transistoren OC 870 und OC 812 betragen

$h_{11} = 1{,}5\ \text{k}\Omega$, $h_{22} = 100 \cdot 10^{-6}$
$h_{12} = 30 \cdot 10^{-4}$, $h_{21} = 60$, $\Delta h = 0{,}03$

und

$h_{11} = 2\ \text{k}\Omega$, $h_{22} = 100 \cdot 10^{-6}$
$h_{12} = 10 \cdot 10^{-4}$, $h_{21} = 30$, $\Delta h = 0{,}17$

(es eignen sich auch Transistoren der Typen OC 810—OC 816).

Die Spannungsverstärkung nach einer Stufe

$$V_{uI} = -\frac{h_{21} \cdot R_L^*}{h_{11} + R_L^* \cdot \Delta h} = -14{,}7$$

Der Eingangswiderstand des OC 812

$$r_E = R_1 \,||\, R_2 \,||\, R_L \,||\, \frac{1}{h_{22}} = 2\ \text{k}\Omega$$

Der optimale Eingangswiderstand

$$r_{E\,opt} = \frac{h_{11} + R_{L\,opt} \cdot \Delta h}{1 + h_{22} \cdot R_{L\,opt}} = 1{,}83\ \text{k}\Omega$$

Der optimale Ausgangswiderstand des OC 812

$$R_{L\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11}}{\Delta h \cdot h_{22}}} = 27{,}9\ \text{k}\Omega$$

Die Spannungsverstärkung der zweiten Stufe

$$V_{uII} = \frac{-h_{21} \cdot R_{L\,opt}}{h_{11} + R_{L\,opt} \cdot \Delta h} = -95$$

In der Emitterschaltung wird die Phase je Stufe um 180° gedreht, wie man aus dem Vorzeichen des h_{21}-Parameters erkennt. Damit für die Selbsterregung die Summe der Phasenwinkel Null wird, muß man eine Brückenanordnung wählen, die ebenfalls um 180° dreht. Das wurde mit der verwendeten Brücke erreicht.

Gesamtverstärkung nach zwei Stufen

$$V = V_{uI} \cdot V_{uII} = 1400$$

$$V_G = \frac{V}{ü_1} = 220$$

Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses des Übertragers

Transistorausgang — Brücke

$$ü_1 = \sqrt{\frac{R_{aso}}{r_{EI}}} = 6{,}35$$

Der Resonanzwiderstand R_{aso} des Ausgangsübertragers beträgt 20 kΩ.

Transistorausgang — Sekundärseite 2

$$ü_2 = \sqrt{\frac{10\,k\Omega}{1{,}5\,k\Omega}} = 2{,}58$$

Der Quellwiderstand beträgt 1,5 kΩ.

Windungsanzahl Sekundärseite 1 und 2

$$W_{s1} = \frac{W_p}{ü_1} = 165\ \text{Wdg.}$$

$$W_{s2} = \frac{W_p}{ü_2} = 406\ \text{Wdg.}$$

Windungsanzahl Primärseite

$$W_p^2 = \frac{L}{A_L} = 1050$$

Bemerkungen zum Übersetzungsverhältnis

Bei der Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses des Ausgangsübertragers mußten zwei Dinge beachtet werden:

1. Der Transistorausgang mußte an die Brücke angepaßt werden.
2. Der Transistorausgang mußte an den Ausgang der Sekundärseite 2 an 1,5 kΩ angepaßt werden. Der Quellwiderstand sollte 1,5 kΩ betragen.

Punkt 1 wurde gelöst. Punkt 2 wurde dahingehend gelöst, indem man den Ausgangswiderstand des Übertragers an den des Brückeneingangs anpaßte. Dabei verringerte sich der Resonanzwiderstand um die Hälfte, also um 10 kΩ.
Für den Ausgangswiderstand des OC 812 war zu beachten, daß der Widerstand im Kollektorkreis aus dem Resonanzwiderstand des Parallelkreises auftritt.
Dieser errechnet sich nach

$$R_{aso} \approx \frac{L}{C \cdot r_L} = 20\ k\Omega$$

Der Parallelkreis des Ausgangsübertragers hat die Aufgabe, etwaige Phasenschwankungen zwischen Ein- und Ausgangsspannung zu kompensieren. Dadurch wird gewährleistet, daß eine reelle Verstärkung mit dem Phasenwinkel Null besteht.

Berechnung der Diagonalspannung für die Brücke

$$U_D = \frac{U_a}{V} = \frac{11{,}5\ V}{1400} \approx 8\ mV$$

$U_a = 11{,}5$ V wurde mit einem Röhrenvoltmeter gemessen.

Steuerspannung der zweiten Stufe

$$U_{St} = U_D \cdot V_{uI} \approx 110\ mV$$

Die Spannung an der Sekundärseite 2

$$\frac{U_a}{ü_{s2}} \approx 4\ V$$

Da der Klirrfaktor für diese Ausgangsspannung etwas zu hoch war, wurde die Steuerspannung etwas herabgesetzt.

Berechnung der Brücke

Gewählt wurden $r_3 = 500\ \Omega$ und $r_2 = 500\ \Omega$. Der ohmsche Widerstand war durch die Induktivität festgelegt ($r_4 = 480\ \Omega$). Der Widerstand r_1 ergibt sich zu

$$r_1 = \frac{r_2 \cdot r_3}{r_4} = 520\ \Omega$$

Um die Ausgangsspannung besser regeln zu können, wurde für r_1 ein Potentiometer von 1 kΩ verwendet.
In der Nähe des Brückenabgleichs gilt

$$r_1 \approx r_2 = r_3 = r_4$$

Für den Eingangswiderstand der Brücke ergibt sich demnach

$$R_{eB} \stackrel{!}{=} R_{aB} = \frac{(r_1 + r_2)\,(r_3 + r_4)}{r_1 + r_2 + r_3 + r_4} \approx 500\ \Omega$$

Die Bestimmung der Brückenwiderstände ergab sich nach den Anpassungsbedingungen. Mit diesem Wert $R_{eB} = R_{aB}$ ist die Brücke schon gut an den Transistoreingang des OC 870 angepaßt. Außerdem ist die Brücke über das Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers an den Transistorausgang des OC 812 angepaßt.

Ermittlung der frequenzbestimmenden Glieder im Reihenkreis der Brücke

Die Induktivität L wurde mit 100 H vorgegeben. Damit ergibt sich für

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0^2\, L} = 0{,}1\ \mu F$$

Um 100 H zu erzeugen, wurde Mu-Metall verwendet (sehr großer A_L-Wert)

Windungsanzahl:

$$W = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = 3340\ \text{Wdg.}$$

Gleichstromwiderstand: 480 Ω

Spulengüte:

$$\varrho_0 = \frac{\omega L}{R_0} = 65$$

Güteverbessernder Faktor:

$$\frac{V_G + 8}{8} = \varrho' = 28{,}6$$

Brückengüte: $\varrho_B = \varrho_0 \cdot \varrho' = 1850$

Kern: M 30

Berechnung des Verstärkers

Es wurde ein maximaler Emitterstrom gewählt, um den Temperatureinfluß klein zu halten.
Die Spannungsteilerwiderstände ergaben sich zu

$$R_1 = R_2 \frac{U_B - U_{BE} - I_E R_E}{U_{BE} + I_E R_E + I_B R_2} = 170\ k\Omega$$

Vorgegeben wurde

$R_2 = 30\ k\Omega$, $U_B = 12$ V, $I_E = 0{,}5$ mA, $U_{BE} = 100$ mV, $R_E = 2\ k\Omega$

Aus der Kennlinie für den OC 870 ergab sich ein $I_B = 80\ \mu A$.
Für die zweite Stufe wurde vorgegeben

$R_2 = 30\ k\Omega$, $U_B = 12$ V, $R_E = 600\ \Omega$, $U_{BE} = 100$ mV, $I_E = 2$ mA

Aus der Kennlinie ergab sich $I_B = 100\ \mu A$. Der Spannungsteilerwiderstand R_1 beträgt somit 75 kΩ.
Der Emitterwiderstand R_E wurde gewählt. Er liegt üblicherweise in der Größenordnung von 1 ··· 2 kΩ. Die dabei fließenden Ströme betragen 0,5 ··· 1 mA.
Die Berechnung der Koppel- und der Überbrückungskondensatoren ergeben sich nach angegebenen Formeln. Es soll hier nicht noch einmal darauf eingegangen werden.
Überbrückungskondensator

$$C_E = \frac{h_{21} \cdot 1{,}3}{2\pi f_u (R_g^* + h_{11})}$$

R_g^* ist der Generatorwiderstand.
Koppelkondensator

$$C_K = \frac{1{,}3}{2\pi f_u (R_1' + R_2')}$$

R_1' und R_2' stellen die Ersatzwiderstände dar.

Diskussion der Meßwerte

Batteriespannung:	$U_B = 12$ V
Aufgenommener Strom:	$I = 18$ mA
Ausgangsspannung:	$U_a = 2{,}5$ V
Frequenz:	50 Hz

Klirrfaktor

Bild 2 zeigt die Abhängigkeit des Klirrfaktors vom Lastwiderstand. Das Kurvenbild läßt erkennen, daß bei großen Lastwiderständen der Klirrfaktor sich kaum ändert. Erst mit kleineren Lastwiderständen läßt sich eine merkliche Änderung des Klirrfaktors feststellen. Er liegt bei $R_L < 1\ k\Omega$ bei etwa 4,6%.

Frequenzabhängigkeit vom Lastwiderstand

Infolge der Rückwirkung der Transistoren tritt eine Frequenzverstimmung bei Änderung von R_L ein. Bild 3 zeigt, daß dies nur bei

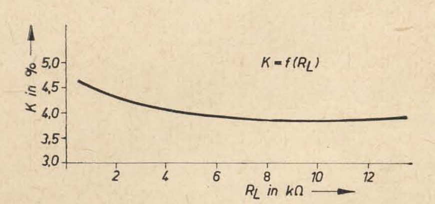


Bild 2: Klirrfaktorabhängigkeit bei Änderung von R_L

kleinen Lastwiderständen wesentlich in Erscheinung tritt. Die Frequenzänderung ist kleiner 1‰ bei einer Lastwiderstandsänderung von ± 10%.

Frequenzabhängigkeit bei Änderung von U_B

Batteriespannungsänderungen bedingen eine Verschiebung des Arbeitspunktes und damit eine Änderung der Oszillatorfrequenz, die

hier mit dem Mittelwert 0,5‰/V sehr klein ist (Bild 4).

Ausgangsspannungsabhängigkeit bei Änderung von R_L

Änderungen von R_L im Bereich > 10 kΩ hatten auf die Ausgangsspannung keinen Einfluß (Bild 5). Mit kleinerem R_L nahm die

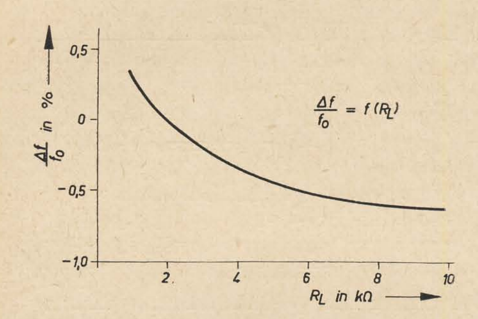


Bild 3: Frequenzabhängigkeit bei Änderung von R_L

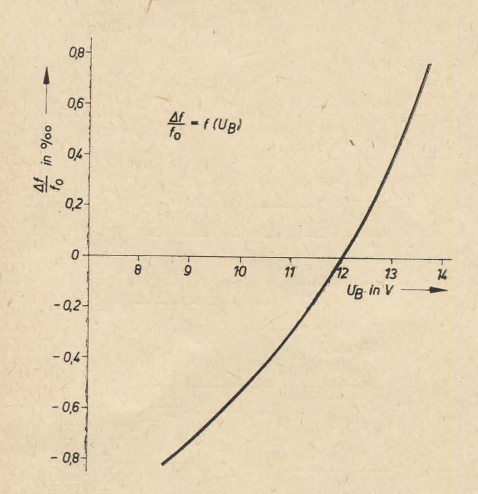


Bild 4: Frequenzabhängigkeit bei Änderung von U_B

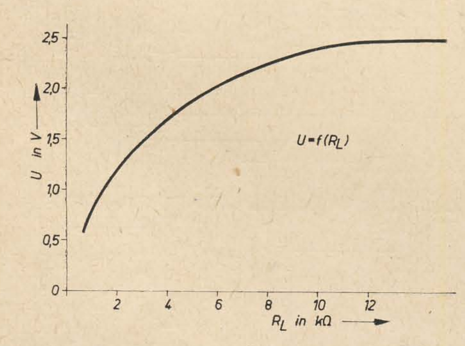


Bild 5: Spannungsabhängigkeit bei Änderung von R_L

Spannungsabhängigkeit zu. Bei $R_L = 1{,}5$ kΩ war die Spannung etwa auf die Hälfte des Ausgangswertes zusammengebrochen. Die Spannung betrug noch 1,1 V.

Frequenzabhängigkeit bei Änderung der Temperatur

Für das frequenzbestimmende Glied im Reihenkreis wurde, wie bereits erwähnt, als Spulenkern Mu-Metall benutzt.

Vorteile des Mu-Metalls: sehr großer A_L-Wert ($9000 \cdot 10^{-9}$ H), dadurch war bedingt, mit wenigen Windungen eine hohe Induktivität zu erzielen. Wenige Windungen bedeuten aber einen niedrigen ohmschen Widerstand und damit verbunden eine hohe Spulengüte. Für den Reihenschwingkreis der Brücke ist das gleichbedeutend mit einer großen Phasensteilheit.

Die Versuche wurden deshalb mit diesem Material durchgeführt. Es stellte sich jedoch bei den Meßergebnissen eine relativ geringe Stabilität der Frequenz heraus. Bei Temperaturänderungen von ± 20 °C (bezogen auf Zimmertemperatur 20 °C) war eine Frequenzänderung von 1% zu verzeichnen (Bild 6). Das war darauf zurückzuführen, daß der Reihenkreis nicht kompensiert war. Zunächst wurde versucht, mit Glimmer zu kompensieren. Glimmer hat einen positiven Tempera-

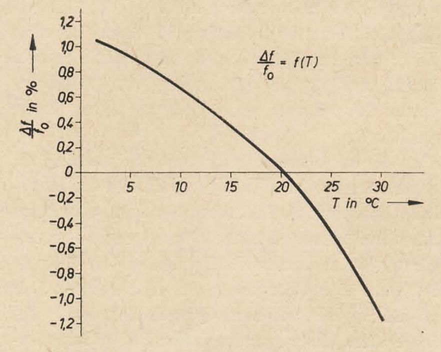


Bild 6: Frequenzabhängigkeit bei Änderung der Temperatur

turkoeffizienten ($T_{KC} = + 30 \cdot 10^{-6}$/°C). Jedoch auch damit war die Abweichung der Frequenz noch zu groß.

Es ergab sich rechnerisch

$$T_{Kf} = \frac{\Delta f}{f_o \cdot \Delta\delta} = 10^{-3}/°C$$

Daraus folgt

$$- T_{KL} = 2\, T_{Kf} + T_{KC} = - 2030 \cdot 10^{-6}/°C$$

Darin bedeuten

Δf die Frequenzabweichung — hier 1 Hz
f_o die Resonanzfrequenz — hier 50 Hz
$\Delta\delta$ die Temperaturänderung — hier 20 °C — und
T_{Kf} der Temperaturkoeffizient

Für die Berechnung der Kondensatoren zur Kompensation ergab sich bei den vorgegebenen Werten

$T_{KL} = - 2030 \cdot 10^{-6}$/°C
$C_1 = 0{,}1\ \mu F$ (Kunstfoliekondensator)
$T_{KC1} = - 160 \cdot 10^{-6}$/°C
$T_{KC2} = + 30 \cdot 10^{-6}$/°C für Glimmer

Für den Kondensator zur Kompensation wurde ermittelt

$$C_2 = \frac{T_{KL} + T_{KC1}}{T_{KI} - T_{KC2}} \cdot C_1 = 0{,}103\ \mu F$$

Das Ergebnis bedeutet, daß der Kompensationskondensator größer ist, als die Gesamtkapazität. Das Ergebnis beweist, der Temperaturkoeffizient von Glimmer ist viel zu klein, um den negativen T_{KL} zu kompensieren.

Wäre ein Kondensator vorhanden gewesen mit einem $T_{KC} = 200 \cdot 10^{-6}$/°C, so hätte sich der Reihenkreis kompensieren lassen. Es hätte sich bei vorgegebenen Werten ergeben:

$T_{KL} = - 2030 \cdot 10^{-6}$/°C
$C_1 = 0{,}1\ \mu F$
$T_{KC1} = - 160 \cdot 10^{-6}$/°C
$T_{KC2} = + 200 \cdot 10^{-6}$/°C

$$C_2 = \frac{T_{KL} + T_{KC1}}{T_{KL} - T_{KC2}} \cdot C_1 = 98\ nF$$

$$C_1 = C_{ges} - C_2$$
$$C_1 = 0{,}1\ \mu F - 0{,}098\ \mu F = 2\ nF$$

Die Ergebnisse bedeuten, daß bei vorgenommener Kompensation ein Kondensator C_1 aus Kunstfolie mit einem $T_{KC1} = - 160 \cdot 10^{-6}$/°C und ein Kondensator aus „unbekanntem" Material mit einem $T_{KC2} = 200 \cdot 10^{-6}$ nötig sind, um den Reihenkreis zu kompensieren.

Es gibt solche Kondensatoren noch nicht, die einen so großen positiven Temperaturkoeffizienten besitzen.

Eine zweite Variante hätte darin bestanden, mit Ferrite den Schwingkreis aufzubauen. Diese besitzen einen schwach positiven Temperaturkoeffizienten. Allerdings hätte man dann den niedrigen A_L-Wert in Kauf nehmen müssen, d. h., die Schwingkreisspule wäre hochohmig geworden. Das hätte wiederum zur Folge gehabt, daß die Kreisgüte ziemlich niedrig geworden und die Phasensteilheit flach verlaufen wäre. Die kleine Brückengüte hätte sich nur durch eine hohe Verstärkung wieder ausgleichen lassen. Bei der geforderten Ausgangsspannung wäre wahrscheinlich noch eine Verstärkerstufe benötigt worden, doch dies würde wegen der komplexen Verstärkung der Transistorstufen eine erneute Phasendrehung hervorrufen. Die zweite Variante mit diesem Material wurde nicht praktisch erprobt.

Literatur

[1] Telefunken-Laborhandbuch, S. 148—149

[2] Raabe, G.: Bestimmung des stationären Schwingungszustandes von Transistorschwingkreisen. Nachrichtentechnik 6 (1956) H. 7 S. 295—302

[3] Paul, R. J.: Die Anschwingbedingungen von Transistor-Oszillatoren. Nachrichtentechnik 8 (1958) H. 3 S. 109—116

[4] Hüfner, W.: Frequenzstabile Oszillatoren mit Transistoren in der Trägerfrequenztechnik. Nachrichtentechnik 8 (1958) H. 3 bis S. 117—122

[5] Steinke, L.: Der geregelte Transistor. Nachrichtentechnik 9 (1959) H. 6 S. 261 bis 264

[6] Richter: Transistorpraxis, S. 79—85

[7] Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik Heft 60 TG

[8] Otto/Müller: Flächentransistoren, S. 95/75, VEB Verlag Technik, Berlin

Bauanleitung für einen Transistorempfänger

HANS-J. WECK

Bei dem hier beschriebenen Gerät handelt es sich um einen 7-Kreis-Super, der für Mittelwelle und das 49-m-Band ausgelegt ist. Grundsätzlich kann der Empfänger auch für andere Kurzwellenbänder dimensioniert werden. Die Empfindlichkeit ist durch den Einsatz von Drifttransistoren in der Misch- und in den ZF-Stufen erstaunlich hoch, so daß das Gerät gut als ein vollwertiger Zweitempfänger betrieben werden kann. Aus diesem Grunde wurde auch auf eine saubere klangliche Wiedergabe besonderer Wert gelegt.

Der im Mustergerät eingebaute Tastenschalter mit fünf voneinander unabhängigen Tasten hat folgende Funktionen:

1. Taste — ein/aus (S_I)
2. Taste — Klangregelung (S_{II})
3. Taste — Klangregelung (S_{III})
4. Taste — Tonabnehmer (S_{IV})
5. Taste — Mittel-/Kurzwelle (S_V)

Die maximale Ausgangsleistung beträgt etwa 0,5 W, die von einem 1,5-W-Ovallautsprecher wiedergegeben wird. Die Stromversorgung erfolgt aus zwei in Reihe geschalteten Flachbatterien, günstiger sind jedoch sechs Monozellen.

Schaltung

Mischstufe

In Stellung „Mittelwelle" weist das Gerät die übliche Schaltungsausführung auf. Die selbstschwingende Mischstufe schwingt wie gewohnt um den Betrag der ZF über der Eingangsfrequenz.

In Stellung „Kurzwelle" (5. Taste gedrückt) fällt auf, daß lediglich der Vorkreis umgeschaltet wird. Die nötige Bandbreite wird durch den eintransformierten Transistoreingangswiderstand erreicht. Der Oszillator wird nicht mit umgeschaltet. Er schwingt auf dem kurzwelligen Mittelwellenende bei etwa 1500 kHz. Das Eingangssignal wird mit der 3. Oberwelle gemischt. Natürlich muß bei dieser Art der Mischung die Frequenz- und damit die C-Variation entsprechend klein gehalten werden, weshalb der Drehkondensator durch den 15-pF-Kondensator elektrisch verkürzt wird.

Der Abgleich der Kurzwelle geschieht wie folgt: Der Drehkondensator wird halb herausgedreht und der 30-pF-Trimmer auf Bandmitte eingestellt. Anschließend wird der Vorkreis auf einen Sender in der Mitte des Bandes abgestimmt.

Ebenfalls in Stellung „Kurzwelle" wird der Basisvorspannungsregler des Mischtransistors auf größte Mischverstärkung eingestellt.

ZF-Verstärker

Der ZF-Verstärker ist zweistufig aufgebaut und besitzt eine sehr hohe Verstärkung. Mit der Verstärkung steigt aber auch die Schwingneigung, weshalb man bestrebt sein muß, möglichst kleine Ein- und Ausgangsimpedanzen zu erzielen. Aus diesem Grund wurde das LC-Verhältnis der Bandfilter sehr klein gehalten (L = 120 µH, C = 1000 pF). Das hat außerdem den Vorteil, daß die störenden Transistorkapazitäten, die allerdings bei Drifttransistoren relativ klein sind, weniger in Erscheinung treten.

Mit den 250-kΩ- und 50-kΩ-Trimmreglern wird der Arbeitspunkt der Transistoren festgelegt. Der Kollektorstrom des 1. ZF-Transistors sollte etwa 0,7 mA, der des zweiten 1 mA betragen. Falls der ZF-Verstärker trotz sorgfältigstem Aufbau zum Schwingen neigen sollte, müssen die Kollektorströme verringert werden.

Eine Neutralisation wurde, da sie nur eine unerhebliche Verbesserung bringt, nicht vorgesehen. Sollte jedoch anstelle des AF 116 ein OC 880 o. ä. eingesetzt werden, kann allerdings eine Neutralisation einen beträchtlichen Verstärkungsgewinn bringen. Man benutzt dann zweckmäßig eine Reihenschaltung von 20 kΩ und 30 pF (Trimmer) von Basis zu Basis bzw. Basis und diodenseitigem Ende des BF 3.

Um Frequenzverwerfungen zu vermeiden, wird nur eine ZF-Stufe geregelt. Da die Regelung bei stark einfallenden Sendern und beim Anschluß einer Außenantenne nicht ausreichend ist, übernimmt die Diode OA 705 die Aufgabe der Dämpfung des Vorkreises. Der 10-kΩ-Regler wird so eingestellt, daß bei fehlendem Eingangssignal der Potentialunterschied an der Diode etwa 0,4 V beträgt. Die Diode ist jetzt also in Sperrichtung vorgespannt. Der Innenwiderstand ist sehr hoch, so daß der Eingangskreis praktisch nicht bedämpft wird.

Empfängt man einen starken Sender, so wird durch die Schwundregelung der erste ZF-Transistor zugeregelt, d. h., sein Emitterstrom und damit der Spannungsabfall am Emitterwiderstand nimmt ab. Ist jetzt diese Spannung gleich oder kleiner als die eingestellte Diodenvorspannung, so wird die Diode in das Durchlaßgebiet gesteuert. Ihr Innenwiderstand sinkt stark ab, wodurch der Vorkreis sehr wirksam bedämpft wird.

NF-Verstärker

Der NF-Teil ist wie üblich aufgebaut. Eine dreistufige Klangregelung wurde vorgesehen. Außerdem weist der Verstärker einen Plattenspielereingang auf. Bei Stellung „Tonabnehmer" ist der HF-Teil abgeschaltet. Eine frequenzabhängige Gegenkopplung linearisiert den Frequenzgang und setzt die Verzerrungen, die im Treiber- und Ausgangstrafo entstehen, herab. Der Kollektorstrom des Treibertransistors wird auf 5 mA eingestellt, der Kollektorstrom der Endstufentransistoren auf je 1,5 mA.

Der 1,5-W-Ovallautsprecher mit einer Impedanz von Z = 4 Ω sorgt für eine gute klangliche Wiedergabe.

Wicklungsangaben

Antennenspule

Ferritstab

Durchmesser: 8 mm, Länge: 160 mm

L_1 10 Wdg. 10 × 0,07 CuL

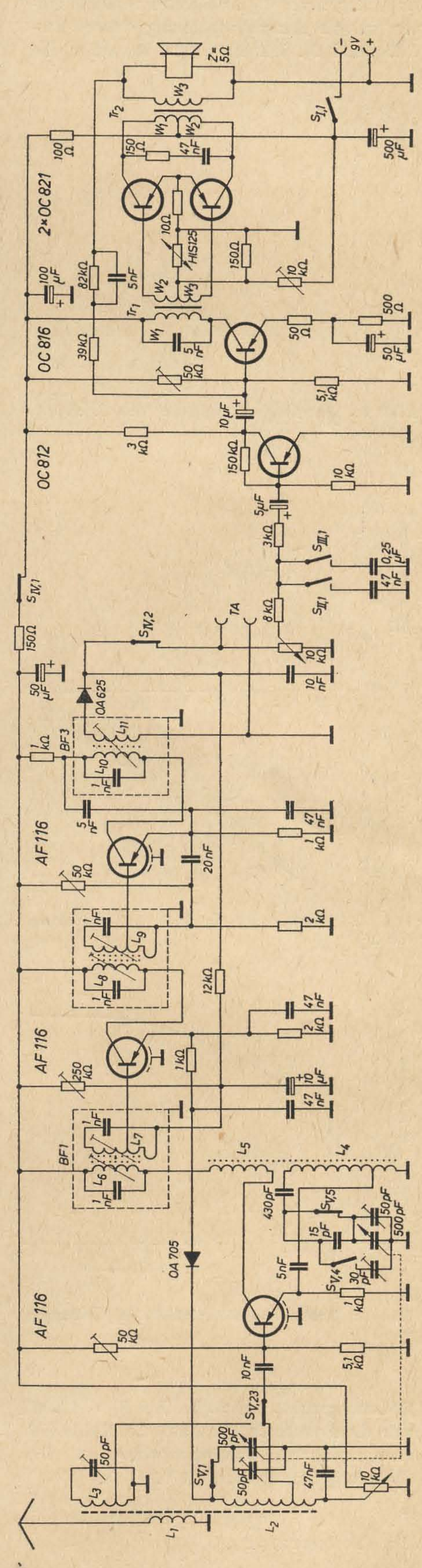


Bild 1: Schaltung des Empfängers

L_2 55 Wdg. 10 × 0,07 CuL (Anzapfung bei 7 Wdg.)
L_3 16 Wdg. 1,5 mm CuL (Anzapfung bei 4 Wdg.)

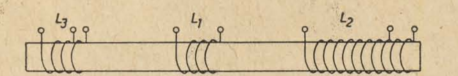


Bild 2: Wicklungsanordnung auf dem Ferritstab

Oszillatorspule

3-Kammerspulenkörper [mit Ferritkern und Topf aus einem „Minorette"-Bandfilter (BF 3)] Falls der genannte Spulenkörper nicht zur Verfügung steht, kann auch der Original-Einkammerspulenkörper aus dem Minorette-bandfilter benutzt werden.

L_4 80 Wdg. 10 × 0,07 CuL
1. Kammer 30 Wdg. (Anzapfung bei der 5. Wdg.)
2. Kammer 30 Wdg.
3. Kammer 20 Wdg.

L_5 10 Wdg. 10 × 0,07 CuL (zuunterst angeordnet)
1. Kammer 4 Wdg.
2. Kammer 4 Wdg.
3. Kammer 2 Wdg.

Bandfilter

Es werden umgewickelte „Minorette"-Bandfilter verwendet.

L_6, L_8, L_{10} 76 Wdg.
L_7, L_9 76 Wdg. (Anzapfung bei 18 Wdg.)

Auf L_6 und L_8 wird je eine Koppelwindung aufgebracht, um zwischen L_6 und L_7 bzw. L_8 und L_9 eine bessere Kopplung zu erzielen.

L_{11} 30 Wdg.

Es kann der im Bandfilter ursprünglich vorhandene Draht benutzt werden.
Die Bandfilter werden auf 470 kHz abgestimmt.

Treibertrafo

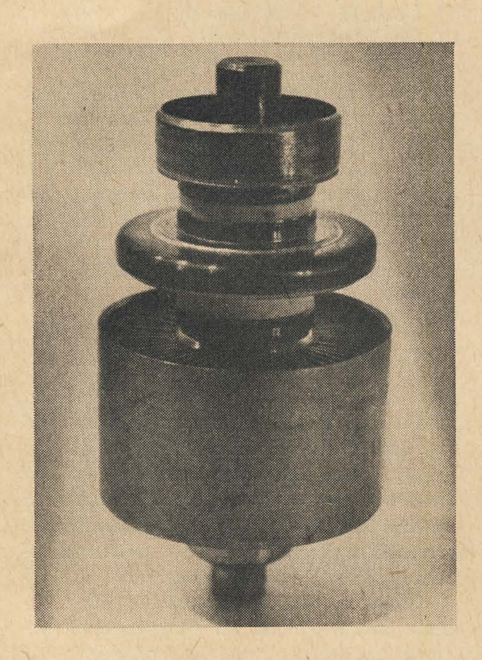
Kern: M 30/7 Dyn. Blech IV/35, wechselseitig ohne Luftspalt
W_1 2000 Wdg. 0,14 CuL
$W_{2,3}$ bifilar je 650 Wdg. 0,14 CuL (zuunterst)

Ausgangstrafo

Kern: M 42/15 Dyn. Blech IV, wechselseitig ohne Luftspalt
$W_{1,2}$ bifilar je 150 Wdg. 0,35 CuL
W_3 65 Wdg. 0,45 CuL

Eine neue metallkeramische UKW-Senderöhre

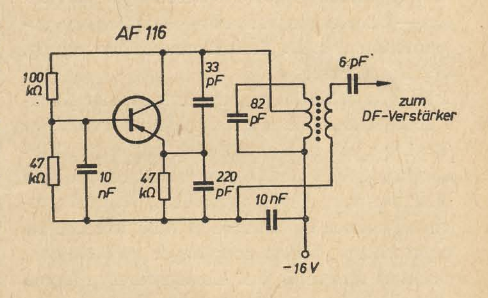
In den modernen Senderöhren wird Keramik als Isoliermaterial angewandt. Die Technologie der Verbindung von Keramik mit Metall verursacht jedoch viele Probleme in der Praxis. Die Mitarbeiter des Budapester Industrieforschungsinstitutes für Fernmeldewesen haben diese Fragen durch die Ausarbeitung eines neuen Verfahrens mit Erfolg gelöst.



Das neue Verfahren beruht auf folgendem Prinzip: Das Lötmaterial gelangt in gepreßter Pulverform zur Anwendung, wodurch die gleichmäßige Verteilung der Komponenten gesichert ist. Daraus folgt, daß sich das Material auf dem ganzen Gebiet der Lötstelle zur gleichen Zeit ergießt und keine Konzentrierungsdifferenzen unter den einzelnen Metalllegierungskomponenten entstehen. Bei den älteren Lötverfahren war diese eine häufige Fehlerquelle. Die bisher erforderliche Vormetallisierung entfällt bei der neuen Technologie; die Lötung erfolgt auf einer reinen keramischen Oberfläche.
Im obengenannten Institut wurde hierzu ein an eine normale Diffusionspumpe anschließbares Ofensystem ausgearbeitet, bei dem der Druck $10^{-5} \cdots 10^{-6}$ mm Hg beträgt. Bei den bisher bekannten Einrichtungen wurde ein sehr gutes Vakuum (10^{-8} mm Hg) benötigt. Diese Differenz von zwei Größenordnungen gestaltet das ungarische Verfahren wesentlich wirtschaftlicher.
Die neue metallkeramische UKW-Senderöhre steht mit den in der ganzen Welt bekannten Typen auf gleicher Höhe. Das Verfahren, die Einrichtungen und das angewandte keramische Material wurden bereits in mehreren Ländern patentiert.

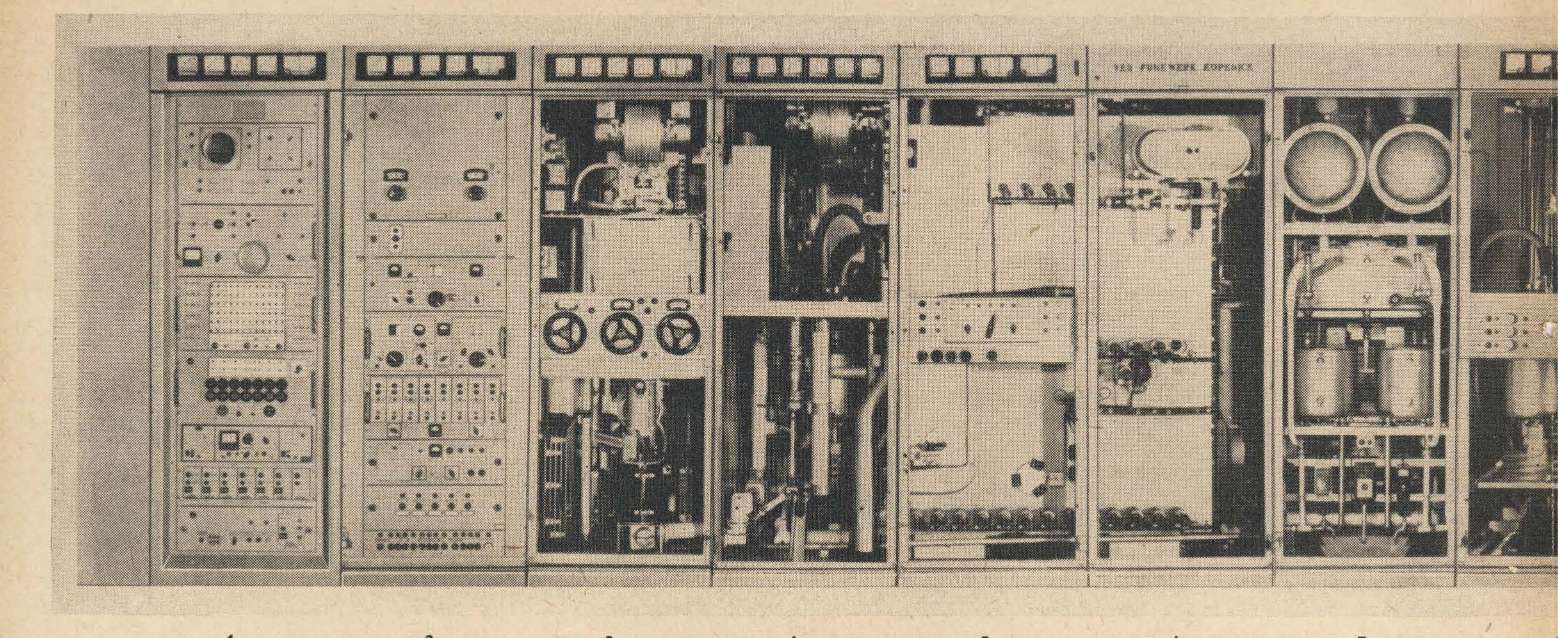
Empfang ungarischer Fernsehsender in Österreich

Wie die österreichische Fachzeitschrift „Radioschau" im Heft 9 des Jahrgangs 1963 meldete, bietet der Empfang ungarischer Fernsehsendungen einen großen Anreiz für viele österreichische Besitzer von Fernsehgeräten. Ursache hierfür ist u. a. das „katastrophale Sommerprogramm" (Zitat aus der „Radioschau") des eigenen Fernsehens.
Von der Firma „Minerva" wird die Schaltung eines transistorisierten 1-MHz-Oszillators angegeben, mit dessen Hilfe sich Fernsehsendungen nach der OIRT-Norm (6,5 MHz Bild-Ton-Abstand) mit CCIR-Fernsehgeräten empfangen lassen.
Der Oszillator wird unmittelbar hinter dem Videogleichrichter vor dem transistorisierten DF-Verstärker eingefügt. Während er bei Empfang von CCIR-Sendern ohne Einfluß bleibt, verwandelt er die 6,5-MHz-Differenzfrequenz von OIRT-Sendern durch Überlagerung in 5,5 MHz. Die gleichfalls entstehende Mischfrequenz von 7,5 MHz wird im folgenden DF-Verstärker unterdrückt, da



sie außerhalb des verstärkten Frequenzbandes liegt.
Das Bild zeigt die Schaltung des Oszillators.

Streng



Der 100/150-kW-Kurzwellenrundfunksender des VEB Funkwerk Köpenick

Dipl.-Ing. O. MUHS und Ing. W. ZACHER

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Köpenick

Einleitung

Die Ausbreitungsbedingungen der elektromagnetischen Wellen im Kurzwellenbereich gestatten es, bei günstiger Auswahl der Frequenz praktisch alle auf der Erde möglichen Entfernungen mit vertretbarem technischem Aufwand zu überbrücken. Dadurch erlangte dieser Frequenzbereich besondere Bedeutung für den kommerziellen Funk sowie für den transkontinentalen Rundfunkdienst. Für den kommerziellen Funk, dessen häufigste Aufgabe die Übermittlung von Nachrichten zu einer ganz bestimmten Gegenstelle ist, haben sich eine Reihe von Sendearten für die verschiedenen Betriebsdienste herausgebildet.

Vom Aufwand her gesehen sind bei der Punkt-Punkt-Verbindung Sender und Empfänger ohne Berücksichtigung der technischen Möglichkeiten zunächst als gleichwertig zu betrachten. Das heißt, es werden Sendearten und -systeme verwendet, die optimale Übertragungsbedingungen des Gesamtsystems Sender—Übertragungsstrecke—Empfänger gewährleisten, z. B. Einseitenbandübertragung, Richtantennen.

Eine grundsätzlich andere Aufgabe der Nachrichtenübermittlung hat der „Rund"funk. Der Sender steht hier gewöhnlich mitten im Versorgungsgebiet und hat um sich herum eine Vielzahl von Empfangsstellen. Dementsprechend müssen Sendearten gewählt werden, die es gestatten, billige Empfänger zu benutzen, wenn es sein muß, auf Kosten eines größeren Aufwandes auf der Senderseite.

Kurzwellenrundfunksender dienen zur Versorgung transkontinentaler Gebiete mit einem Rundfunkprogramm. Dementsprechend sind die speziellen Forderungen des kommerziellen und des Rundfunks kombiniert. Durch genügend starke Sender muß in Verbindung mit Richtantennen dafür gesorgt werden, daß mit einem gewöhnlichen Rundfunkempfänger eine gute Empfangsqualität erzielt werden kann. Das ist nur möglich, wenn je nach der Tageszeit des zu überbrückenden Weges, der Jahreszeit, der Sonnenfleckentätigkeit usw. eine günstige Betriebsfrequenz ausgewählt wird. Der Sender muß daher so ausgerüstet werden, daß ein schneller Frequenzwechsel möglich ist.

Vom VEB Funkwerk Köpenick wurde für dieses Aufgabengebiet der 100/150-kW-Kurzwellenrundfunksender Typ 1534.3 entwickelt (Bild 1). Hier seine wichtigsten technischen Daten:

Trägerleistung 100 kW
effektive Leistung bei m = 1 150 kW
Spitzenleistung 400 kW
Frequenzbereich 3,95 bis 26,1 MHz
Frequenzkonstanz der acht Quarzoszillatoren $\leq 1 \cdot 10^{-6}$
lineare Verzerrungen
  25 bis 10000 Hz — 0,5 dB (Meßwert)
Gesamtwirkungsgrad der Anlage
  $m = 0 \quad \eta = 54{,}7\,\%$
  $m = 1 \quad \eta = 49\,\%$
Mittelwert aus drei gemessenen Betriebsfrequenzen
Anodenwirkungsgrad der Endstufe 76,8 %
erforderliche Zeit zum Frequenzwechsel
  2 ··· 4 min
Oberwellenleistung
  ≤ 50 mW
Nebenwellenleistung
  $< 1\,\mu$W
automatische Einschaltung des Senders durch Betätigung eines einzigen Druckknopfes
selbsttätige Wiedereinschaltung bei Störungen und Netzspannungsausfällen
automatische Bereichsumschaltung mit zentraler Bedienung für alle HF-Stufen des Senders
elektronischer Verstimmungs- und Senderschutz

Gesamtkonzeption

Zur Erreichung einer hohen Sendequalität und eines guten Gesamtwirkungsgrades wird der Sender mit Anodenspannungsmodulation bei gleichzeitiger Modulation der Vorstufen betrieben. Diese sogenannte Mitmodulation bewirkt neben einer Qualitätssteigerung eine wesentliche Verringerung der Gitterverlustleistung. Das wird dadurch erreicht, daß die hochfrequenzmäßige Aussteuerung der Endstufe jeweils nur bis zur Grenzkennlinie erfolgt, unabhängig vom Momentanwert der Modulationsspannung. Die Gitterverlustleistung kann damit von etwa 4 kW (bei

Nichtlineare Verzerrungen (Mittelwert aus acht gemessenen Betriebsfrequenzen).

Mod. Grad	40 Hz	110 Hz	320 Hz	1000 Hz	3000 Hz	6000 Hz	10000 Hz
20%	1,6%	1,1%	1,0%	1,0%	1,2%	2,7%	3,2%
40%	2,4%	1,6%	1,3%	1,2%	2,2%	4,4%	4,2%
60%	2,9%	1,6%	1,3%	1,2%	2,2%	4,1%	4,3%
90%	—	1,9%	1,7%	1,3%	2,2%	—	—

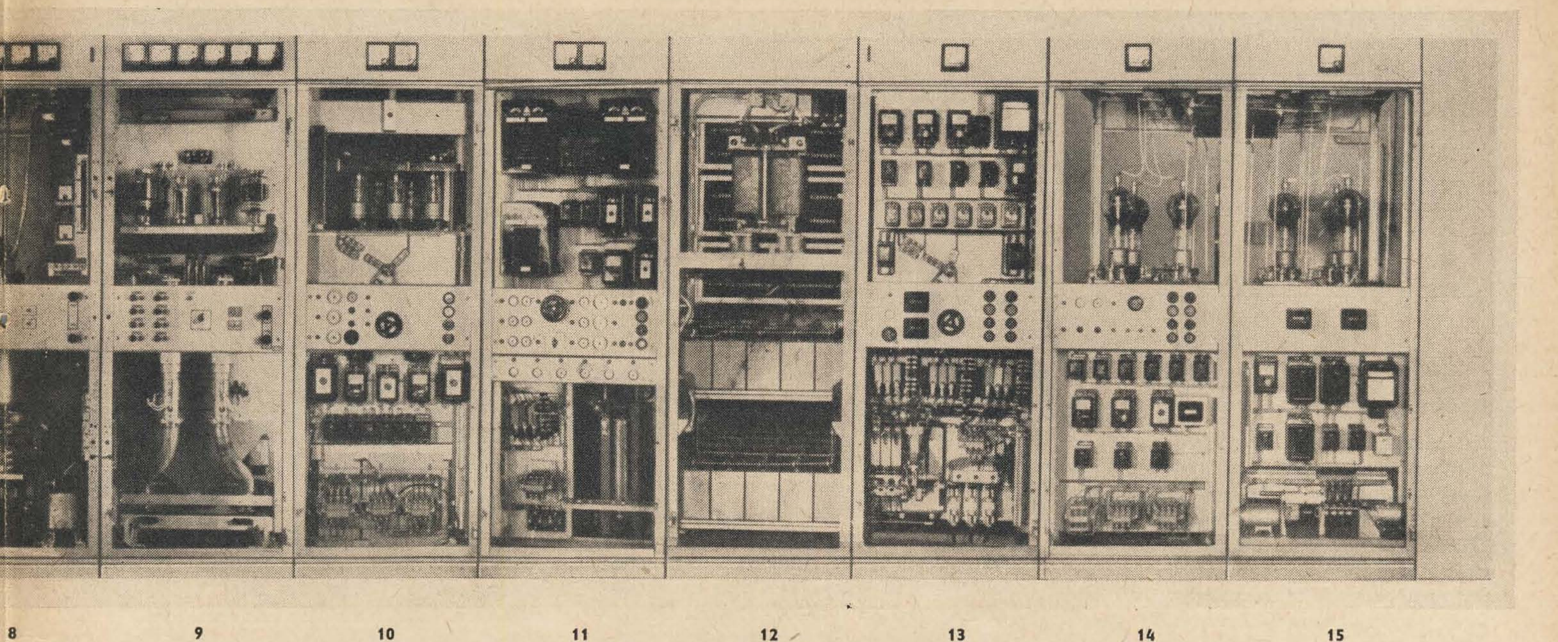


Bild 1: Gesamtansicht des Senders
Schrank 1, Schaltfeld und Kontrollschrank,
Schränke 2—6, Steuerstufen- und HF-Verstärker,
Schrank 7, Rückkühleinrichtung,
Schränke 8 und 9, Modulationsverstärker,
Schränke 10—15, Stromversorgung, geregeltes Netz

fester Gittervorspannung) auf 1,4 kW bei Anwendung der Mitmodulation gesenkt werden. Die Stabilität der hochbelasteten Endstufenröhren wird dadurch wesentlich gesteigert.
Bild 2 zeigt den Einfluß des Mitmodulationsgrades auf den Klirrfaktor. Der Kurvenverlauf hat kein ausgeprägtes Minimum, so daß die Einstellung des Mitmodulationsgrades nicht allzu kritisch ist. Die Einhaltung der Gleichphasigkeit zwischen Modulations- und Mitmodulationsspannung bereiten jedoch bei den höheren Tonfrequenzen einige Schwierigkeiten. Der Eingangswiderstand der in Gitterbasisschaltung betriebenen Endstufe ist eine Funktion der Modulationsspannung, solange $m_g/m < 1$ ist. Diese Widerstandsänderung kann durch einen Parallelwiderstand eingeebnet werden, das bedingt aber zusätzlichen Aufwand und zusätzliche Verluste. Daher wird bei dem hier beschriebenen Sender eine Regelschaltung angewendet, die die Ansteuerspannung bis zur Grenzkennlinie mit genügender Genauigkeit ohne zusätzliche Belastungswiderstände einstellt [1].

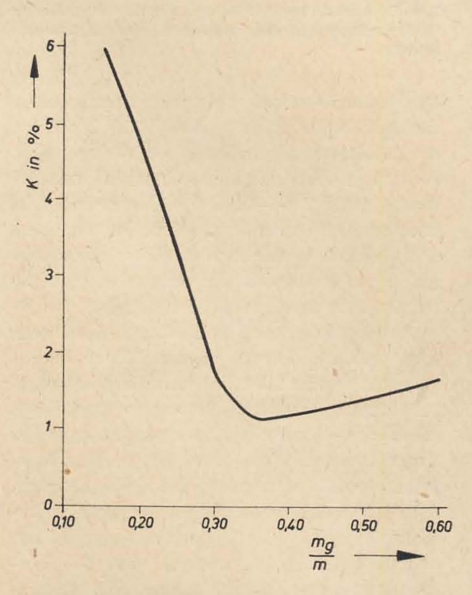


Bild 2: Klirrfaktor des Senders als Funktion des Mitmodulationsgrades
Betriebswerte des Senders: $f = 9{,}6$ MHz, $U_{ao} = 10$ kV, $\mathfrak{N} = 100$ kW, $T_g = 1{,}8$ A, $\hat{U}_g = 600$ V, $U_{go} = 180$ V, $m = 0{,}8$, $\eta = 75\%$, $f_{mod} = 1$ kHz

Die Bereichsumschaltung des gesamten HF-Verstärkers erfolgt mit Hilfe von 44 Servo-Motoren zentral von einem Knopf aus. Damit wird der für den Betriebsdienst geforderte schnelle Frequenzwechsel ermöglicht.
Die Endstufenröhren des Modulators und des HF-Verstärkers (VEB Werk für Fernsehelektronik, Typ SRV 355) werden mit Siedekühlung betrieben. Vorteilhaft ist dabei die Möglichkeit zur Ausnutzung der anfallenden Verlustleistung, da das Wasser des Sekundärkühlkreises bis auf etwa 90 °C erwärmt wird und deshalb für andere Zwecke (Raumheizung o. ä.) verwendet werden kann. Gleichfalls ist für die Siedekühleinrichtung ein wesentlich geringerer Anlagenumfang als für die bisher übliche Wasserkühleinrichtung erforderlich.

Aufbau des Senders

Der Sender ist in geschlossener Bauweise ausgeführt. Alle Einzelgeräte sind in Gestelle eingebaut. Vorstufengeräte, Netzteile und Meßgeräte sind als Einschübe ausgeführt und werden in die Gestelle eingeschoben. Eine Ausnahme bilden der Leistungstransformator für die Hochspannung, die Siebmittel sowie Modulationstransformator und Drossel, die in besonderen Zellen aufgebaut werden.
Ein wesentlicher Vorteil der geschlossenen Bauweise liegt in der relativ kurzen Montage- und Inbetriebsetzungszeit einer solchen Anlage, da der Sender das Herstellerwerk in geprüftem und betriebsfähigem Zustand verläßt.
Auf Grund der elektrischen Konzeption sowie des konstruktiven und mechanischen Aufbaues entspricht diese Sendeanlage dem internationalen Stand der Technik. Besonderer Wert wurde bei der Entwicklung und Konstruktion auf hohe Betriebssicherheit und gute Zugänglichkeit aller Bauelemente gelegt. Zur Realisierung dieser Aufgabe wurde für die konstruktive Lösung weitgehend das Baukastensystem angewendet. Diese Maßnahme blieb nicht ohne Einfluß auf die elektrische Konzeption. So sind z. B. die Hochfrequenzvorstufen des Senders mit Eingangs- und Ausgangswiderständen von $Z = 60\ \Omega$ ausgerüstet. Durch den Einbau von Umschaltern und Umwegleitungen ist die Möglichkeit gegeben, diese Vorstufen zu Prüf- und Kontrollzwecken auf die künstliche Antenne (wassergekühlter Belastungswiderstand) zu schalten. Das Blockschaltbild (Bild 3) zeigt die technische Gliederung des Senders und läßt erkennen, daß vier große Funktionsgruppen vorhanden sind:

Steuerstufen
HF-Verstärker
Modulator
Stromversorgung

Darüber hinaus enthält der Sender Meß- und Kontrolleinrichtungen, wie z. B. Meßoszillograf, AM-Meßgleichrichter und Abhöreinrichtung und Einrichtungen zur Kontrolle des Blockierungszustandes, die zusammen mit den Meßgeräten und den Schaltern für die Inbetriebsetzung und Überwachung des Senders im ersten Gestell untergebracht sind (Bild 1.1).
Dieses sogenannte Schaltfeld ersetzt das bisher bei Sendern größerer Leistung übliche Schaltpult und ermöglicht die universelle Verwendung des Senders als Einzelgerät oder als Baustein für ein Sendezentrum mit mehreren Sendern. Zur ständigen Kontrolle der Betriebswerte dienen gut ablesbare beleuchtete Instrumente in den Kopfleisten der Gestelle. In den Ausgang jeder HF-Leistungsstufe ist ein Leistungs- und Fehlanpassungsmesser geschaltet, der den Zustand des Belastungswiderstandes anzeigt. Außerdem läßt sich der Ausgang jedes HF-Verstärkers über einen Spannungsteiler auf den Oszillografen schalten, an dem die Hüllkurve des jeweiligen Ausgangssignals beobachtet werden kann.

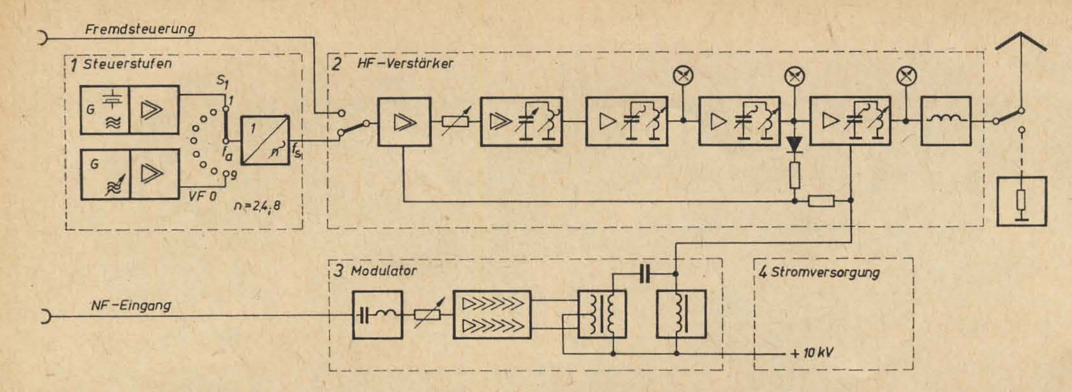


Bild 3: Blockschaltbild des Senders

Steuerstufen

Zur Erzeugung der Trägerfrequenzen des Senders dienen acht Quarzoszillatoren, die als Kasetteneinschübe aufgebaut und vollkommen gleichartig ausgeführt sind. Der einzige Unterschied besteht in der Frequenz des jeweils eingesetzten Quarzes, die entsprechend der vorgesehenen Betriebsfrequenz ermittelt wird. Reicht die Anzahl von acht Quarzoszillatoren nicht aus, so ist es möglich, mehrere Reservekassetten vorrätig zu halten und bei Bedarf in den Sender einzusetzen.
Mit Hilfe des Oszillatorenwahlschalters wird beim Frequenzwechsel der gewünschte Quarzoszillator auf den Eingang des Frequenzvervielfachers geschaltet und in diesem die Oszillatorfrequenz auf die Ausgangsfrequenz des Senders vervielfacht. Durch Umschalten der Schwingkreise können die Vervielfachungszahlen 2, 4 oder 8 eingeschaltet werden. Für Prüf- und Abstimmzwecke ist ein durchstimmbarer Oszillator geringer Frequenzkonstanz vorhanden.

Quarzoszillator (Bild 4)

Der Schwingquarz ist zur Erzielung einer hohen Frequenzkonstanz in einem Thermostaten eingesetzt. Durch eine Regeleinrichtung wird die Innentemperatur konstant gehalten.
Die Bürdekapazität des in Parallelresonanz betriebenen Quarzes sowie die gesamte Oszillatorschaltung ist außerhalb des Thermostaten angeordnet. Ein Teil dieser Bürdekapazität ist als Drehkondensator ausgeführt, mit dem die Oszillatorfrequenz in engen Grenzen verändert werden kann. Das ist notwendig, um die Frequenztoleranz des Quarzes, die durch eine wirtschaftliche Herstellung dieses Bauelementes bedingt ist, ausgleichen zu können. Darüber hinaus treten während des Betriebes Frequenzänderungen auf, die auf die Alterung des Quarzes zurückzuführen sind. Bei regelmäßiger Frequenzkontrolle lassen sich diese Änderungen mit Hilfe des Ziehkondensators korrigieren. Da dieser Kondensator sowie die Bürdekapazität den Einflüssen der Umgebungstemperatur ausgesetzt sind, wurde für diese Bauelemente eine Temperaturkompensation durchgeführt. An den Oszillator ist ein aperiodischer zweistufiger Verstärker angeschlossen, der eine Ausgangsspannung von 2,5 V an 60 Ω liefert. Der Oszillator läßt sich mit Quarzen für den Frequenzbereich von 1 bis 8 MHz betreiben. Für den hier beschriebenen Sender wird die Oszillatorfrequenz im Bereich von 1,975 bis 4 MHz benötigt. Durch Multiplikation dieses Frequenzbereiches mit den Vervielfachungsziffern des Frequenzvervielfachers ergibt sich lückenlos der Frequenzbereich des Senders.

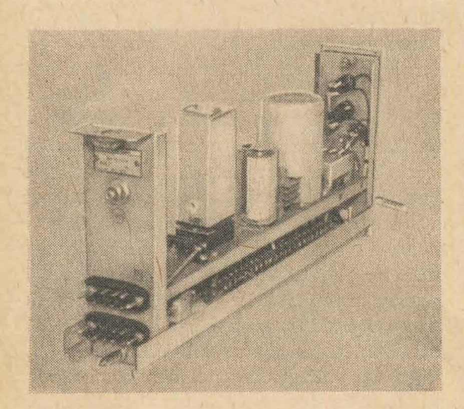


Bild 4: Kassetteneinschub Quarzoszillator

HF-Verstärker

Die von den Steuerstufen oder dem Eingang Fremdsteuerung gelieferte Hochfrequenzspannung von 2,5 V (0,1 W, 60 Ω) wird im HF-Verstärker auf die Trägerleistung des Senders (100 kW) verstärkt. Zu diesem Zweck besitzt der HF-Verstärker sieben Stufen, von denen fünf zusammen mit den Steuerstufen im zweiten Schrank untergebracht sind (Bild 1.2). Die ersten zwei Stufen sind zu dem HF-Vorverstärker zusammengefaßt und mit einem Netzteil und einer Regeleinrichtung in einen Einschub eingebaut. Diese Stufen arbeiten als aperiodischer Verstärker. Hier wird die Mitmodulation und die für die Schutzeinrichtung notwendige Trägersperrung des Senders durchgeführt. Der folgende HF-Leistungsverstärker ist ebenfalls zweistufig ausgeführt. Die erste Stufe arbeitet aperiodisch, die zweite Stufe ist mit einem Anodenkreis ausgerüstet, der gleichzeitig der Gitterkreis des nachfolgenden ersten Senderverstärkers ist. Dieser sogenannte Senderverstärker I arbeitet mit einer forciert luftgekühlten Sendetetrode SRL 459 und ist in der Lage, eine HF-Oberstrichleistung von 4 kW abzugeben. In dem hier beschriebenen Sender, der durch die Anwendung der Mitmodulation mit einer zusätzlichen Vorstufenmodulation betrieben wird, arbeitet diese Stufe mit einer Trägerleistung von etwa 1 kW. Der Anodenkreis ist als π-Glied aufgebaut und wird mit einem Schleifvariometer abgestimmt, das im Längszweig angeordnet ist. Der hintere Kondensator ist als umschaltbarer Spannungsteiler ausgebildet und ermöglicht die Auskopplung der HF-Leistung bei vom Nennwert abweichenden Abschlußwiderständen. Über ein HF-Kabel, in das ein Leistungs- und Fehlanpassungsmesser eingesetzt ist, gelangt die HF-Energie zum Eingang des Senderverstärkers II (Bild 1.3). Dieser Verstärker ist mit einer forciert luftgekühlten Sendetriode SRL 354 bestückt, die in Gitterbasisschaltung betrieben wird. Ein abstimmbarer Gitterkreis transformiert den Eingangswiderstand der Röhre auf den geforderten Wellenwiderstand von 60 Ω. Der Anodenkreis wird durch ein doppeltes π-Glied gebildet. Die Abstimmung erfolgt induktiv mit Schleifvariometern. Die variable Transformation des Lastwiderstandes wird durch Verstimmung des zweiten Kreises erreicht.

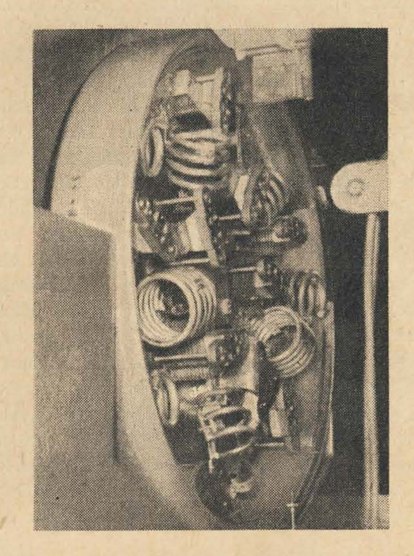


Bild 5: Anordnung der Schwingkreiselemente des Gitterkreises auf der motorisch angetriebenen Scheibe

Die Endstufe ist mit zwei parallel geschalteten siedegekühlten Röhren SVR 355 bestückt, die in Gitterbasisschaltung betrieben werden. Sie ist in drei Einheitsschränken untergebracht (Bild 1.4-5-6). Der Gitterkreis ist in Breitbandschaltung ausgeführt. Die einzelnen Schaltelemente der fünf Teilbereiche sitzen auf einer motorisch angetriebenen Scheibe (Bild 5). Dadurch wird erreicht, daß die jeweils eingeschalteten Spulen und Kondensatoren räumlich direkt an die Röhren herangebracht werden. Das ist unbedingt erforderlich, damit sich keine Nebenresonanzen zwischen der Röhreneingangskapazität und den Zuschaltkapazitäten über die Verbindungsleitungen bilden können, die tiefer als etwa die 4. bis 5. Harmonische der Betriebsfrequenz liegen. Da der Gitterstromimpuls stark oberwellenhaltig ist, können sich bei Vorhandensein von Nebenresonanzen Steuerspannungen mit der Frequenz der Harmonischen ausbilden. Infolge des selektiven Außenwiderstandes des Senderverstärkers arbeiten diese Spannungen auf den Außenwiderstand $R_a = 0$

und führen daher zu einer erheblichen Verschlechterung des Wirkungsgrades. Der Vermeidung von Nebenresonanzen im Gitterkreis ist bei der Entwicklung von Senderverstärkern daher große Beachtung zu schenken. Bemerkenswert ist der Abgleich der Spulen, bei denen einfach ein Kurzschlußschieber zwischen zwei benachbarten Windungen verschoben wird. Dadurch wird die Kopplung der Windungen untereinander verändert und je nachdem, ob der Kurzschlußschieber in der Mitte oder an den Enden der Spule ist, ergibt sich eine L-Variation von etwa 25% [2].

Die größten Schwierigkeiten in der Endstufe bereitet der Aufbau des Anodenkreises. Die Schwingkreiskapazität wird bei den höchsten Frequenzen nur durch die Röhrenkapazitäten und den Röhrenaufbau gebildet. Damit ist der Schwingkreisstrom nur noch von der Wahl der Anodenspannung abhängig. Diese muß aber mit Rücksicht auf einen guten Wirkungsgrad so hoch, wie es die Röhre zuläßt, gewählt werden. Es ist:

$$\eta = 1/2 \frac{f_1 \Theta}{\psi \Theta} (1 - u_r/U_{ao})$$

u_r Restspannung
U_{ao} Anodengleichspannung

Für die SRV 355 beträgt die bei Anodenspannungsmodulation maximal zugelassene Betriebsspannung 10 kV. Damit ergibt sich ein effektiver Schwingkreisstrom von maximal 300 A bei voller Modulation. Mit Schleifvariometern sind diese Ströme nicht mehr betriebssicher zu beherrschen. Daher wurde eine Anordnung gewählt, bei der die Induktivitätsänderung in 17 Teilbereichen durch Zu- bzw. Abschalten einzelner Teilinduktivitäten im unbelasteten Zustand erfolgt. Zur Feinabstimmung innerhalb der Teilbereiche werden parallel zu den Spulen liegende motorisch angetriebene Schiebekondensatoren verwendet.

Bei den auftretenden großen Blindleistungen ist die Frage der Spulengüte und damit des Kreiswirkungsgrades von großer Bedeutung. Bei der Verwendung einer üblichen Spule sind bei den höchsten Betriebsfrequenzen nur Bruchteile einer Windung eingeschaltet. Das bedingt eine geringe Güte, und die Verluste treten als Wärmeenergie auf dem kurzen Spulenende auf. Diese Nachteile werden durch eine Spulenanordnung nach Bild 6 vermieden [3]. Für die hohen Frequenzen sind mit den Spulen L_a bis L_d Spulen aus breiten Bändern und mit großer Oberfläche, d. h. hohe elektrische Güte und gute Wärmeabgabemöglichkeit, eingeschaltet. Mit abnehmender Frequenz werden die Schwingkreisströme kleiner, die Bänder können schmaler werden, die erforderlichen Induktivitäten werden größer. Die Teilspulen sind magnetisch gegeneinander geschaltet. Die Teilspulen, die bei tiefen Frequenzen zugeschaltet werden, sind so angeordnet, daß sich die Teilinduktivitäten nach der Gleichung

$$L_{ges}' = L_m + L_n + 2\,M_{mn}$$

addieren, da in diesen Frequenzbereichen die Ströme nur noch etwa 100 A betragen und die erforderliche Induktivität auf einige µH angewachsen ist. Mit dieser Spulenanordnung werden Schwingkreisgüten von 500 bis 800 über den gesamten Frequenzbereich erzielt.

Die Größe der zulässigen Oberwellenleistung ist mit ≦ 50 mW international unabhängig von der Leistung des Senders festgelegt, Der für die Oberwellendämpfung erforderliche Aufwand nimmt daher mit steigender Leistung zu. Dabei ist es wegen der großen Blindleistung problematisch, die Abmessungen der Schwingkreiselemente so klein zu halten, daß auch für die Harmonischen das gewünschte Frequenzverhalten erreicht wird. Bei Frequenzen über 50 MHz wird das infolge der nicht mehr kleinen geometrischen Abmessungen der Schwingkreiselemente gegen die Wellenlänge nicht mehr erreicht. Es ist daher ein Oberwellenfilter zur Unterdrückung der Oberwellen über 50 MHz vorgesehen. Dieses ist koaxial aufgebaut und erreicht bis etwa 200 MHz eine zusätzliche Dämpfung > 30 dB bei einer Fehlanpassung $U_{max}/U_{min} < 1{,}1$.

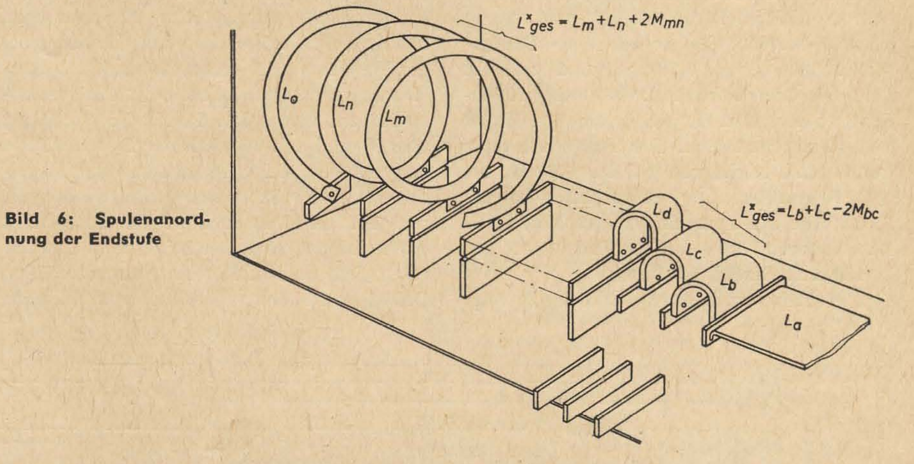


Bild 6: Spulenanordnung der Endstufe

Modulator und Stromversorgung

Der Modulator ist als Gegentakt-B-Verstärker aufgebaut. Bei voller Modulation wird eine Leistung von etwa 70 kW mit einem Eigenklirrfaktor ≦ 1% bei 1000 Hz abgegeben. Zur Anwendung kommt eine leistungssparende Modulationsschaltung [4], bei der die Arbeitspunkte der Endstufe mit steigender Aussteuerung weiter in den B-Punkt verschoben werden. Dadurch wird der Wirkungsgrad des Modulators bis auf 65% gesteigert bei voller Aussteuerung. Die Anwendung der Mitmodulation verlangt einen niedrigen Innenwiderstand des Modulators, der durch mehrere starke Gegenkopplungen realisiert wird. Den Aufbau des Modulators zeigt Bild 1.8-9.

Die kleineren Netzgeräte einschließlich der Stromversorgung für die HF-Vorendstufe sind mit Selengleichrichtern ausgerüstet. Der 10-kV-Gleichrichter für die Endstufen ist mit Thyratrons bestückt.

Durch die elektronischen Verstimmungs- und Senderschutz werden die Endstufenröhren sowie empfindliche Bauelemente des Senders bei Röhrenüberschlägen und bei Verstimmung der Antenne vor Überlastungen geschützt.

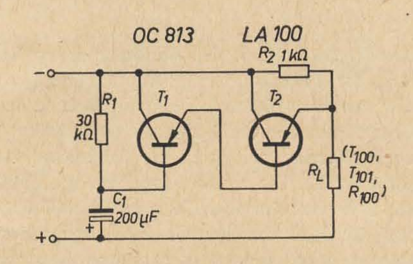
Der 100/150-kW-Kurzwellenrundfunksender des VEB Funkwerk Köpenick wurde nach einem vom Rundfunk- und Fernmeldetechnischen Zentralamt ausgearbeiteten Pflichtenheft entwickelt. Der erste Sender wurde für die Deutsche Post gebaut. Im Dezember 1963 wurde der erste Sender dieses Typs der Deutschen Post zum Betrieb für Radio Berlin International übergeben.

Patente

[1] WP 21 a⁴ 70516
[2] DWP 24 745
[3] WP 21 a⁴ 77438
[4] WP 21 a⁴ 64587

Noch einmal Schaltuhrbox TZ 10

Zu dem in radio und fernsehen 12 (1963) H. 15 S. 461 beschriebenen Zusatz zur Schaltuhrbox TZ 10 möchte ich folgende Verbesserung vorschlagen:



Bei Nachbau dieser Schaltung stellt sich heraus, daß bei Benutzung des Empfängers „T 100“ bzw. „T 101“ bedingt durch den höheren Leistungsverbrauch dieses Gerätes die Funktion nicht zufriedenstellend war. Die Lautstärke des Empfängers war sehr gering. Um den Transistor besser durchsteuern zu können, wurde der Basiswiderstand auf 10 kΩ verkleinert. Die Lautstärke wurde verbessert, nur war jetzt die Zeitkonstante der Schaltung sehr klein. Es hätte also, um eine langsame Lautstärkezunahme zu erreichen, C_1 sehr groß werden müssen. Um nun einen schlecht realisierbaren C_1-Wert aus dem Wege zu gehen, wurde dem Transistor ein weiterer Transistor vorgeschaltet. Die Werte von R_1 und C_1 wurden beibehalten. Transistor T_1 wird langsam leitend und steuert nach vollendeter Aufladung von C_1 den Transistor T_2 voll durch, so daß sich eine große Lautstärke ergibt. R_2 wurde auf 1 kΩ festgesetzt, um den „T 100“ nach dem Einschaltvorgang ansprechen zu lassen.

Rolf Beer

Transistormagnettongerät „Wesna"

Vor kurzem wurde in der Sowjetunion die Serienproduktion eines kleinen tragbaren Transistormagnettongeräts mit universeller Verwendbarkeit aufgenommen. Das Gerät kann aus zehn Monozellen, der Autobatterie oder dem Wechselstromnetz (127 und 220 V) gespeist werden. Es besitzt eine Bandgeschwindigkeit von 9,53 cm/s und zeichnet im Zweispurverfahren auf. Es werden 100-m-Spulen verwendet, die je Spur eine Spieldauer von 17 min gestatten. Der Frequenzbereich des Gerätes reicht von 100 bis 6000 Hz bei 5% Klirrfaktor. Der Störabstand beträgt 35 dB, die NF-Sprechleistung 1 Watt. Die Abmessungen des Gerätes sind 340 × 250 × 130 mm. Gewicht: 5,5 kp.

Den elektrischen Aufbau des Gerätes zeigt unser Bild. Der Wiedergabe- und Aufsprechverstärker ist mit den vier Transistoren T_1 bis T_4 bestückt. An die Basis von T_1 gelangt die Spannung des Universalkopfes bei Wiedergabe, während bei Aufnahme die Mikrofonspannung oder NF-Spannung vom Rundfunkgerät eingekoppelt wird. Die Entzerrung des Frequenzganges erfolgt durch frequenzabhängige Glieder zwischen Kollektor von T_2 und Emitter von T_1 sowie Kollektor T_2 und Basis T_3. R_{19} stellt den Lautstärkeregler dar, während R_{22} der Klangfarberegler ist. Der Klangfarberegler ist nur bei Wiedergabe eingeschaltet. Vom Vorverstärker gelangt die NF-Spannung bei „Wiedergabe" an die Basis von T_7 und an Kontrollbuchsen zum Abhören. Der dreistufige Leistungsverstärker mit den Transistoren T_7 bis T_{10} erzeugt die erforderliche Sprechleistung. Die Endstufe ist mit zwei Leistungstransistoren π 4 im Gegentakt ausgeführt. Es werden zwei Lautsprecher benutzt (Tief- und Hochton). Der HF-Generator schwingt mit T_6 in induktiver Dreipunktschaltung. Er erzeugt eine Frequenz von 30 kHz beim Aufsprechen und Löschen, bei der Wiedergabe ist er abgeschaltet. Als Aussteuerungsanzeiger wird ein Zeigermeßinstrument verwendet, das die NF-Spannung über T_5 und den Gleichrichter D_1 erhält. Der Zeiger soll bei richtiger Aussteuerung im grünen Sektor der Skala stehen. Bei Wiedergabe und Schnellauf kontrolliert das Instrument die Speisespannung. Der Zeiger muß dann im roten Feld stehen. Der Antriebsmotor (Typ DK-05) besitzt einen Fliehkraftdrehzahlregler, der über einen Regeltransistor T_{11} die Drehzahl auf 2000 U/min konstant hält. Bei Netzbetrieb wird die Speisespannung herabtransformiert und gleichgerichtet. Die eingebaute Siebung sorgt für geringen Brummpegel.

Windungszahlen der Übertrager und Spulen:

Tr_1: Wicklung I: 600 Wdg 0,23 CuL
Wicklung II: 2 × 200 Wdg 0,25 CuL

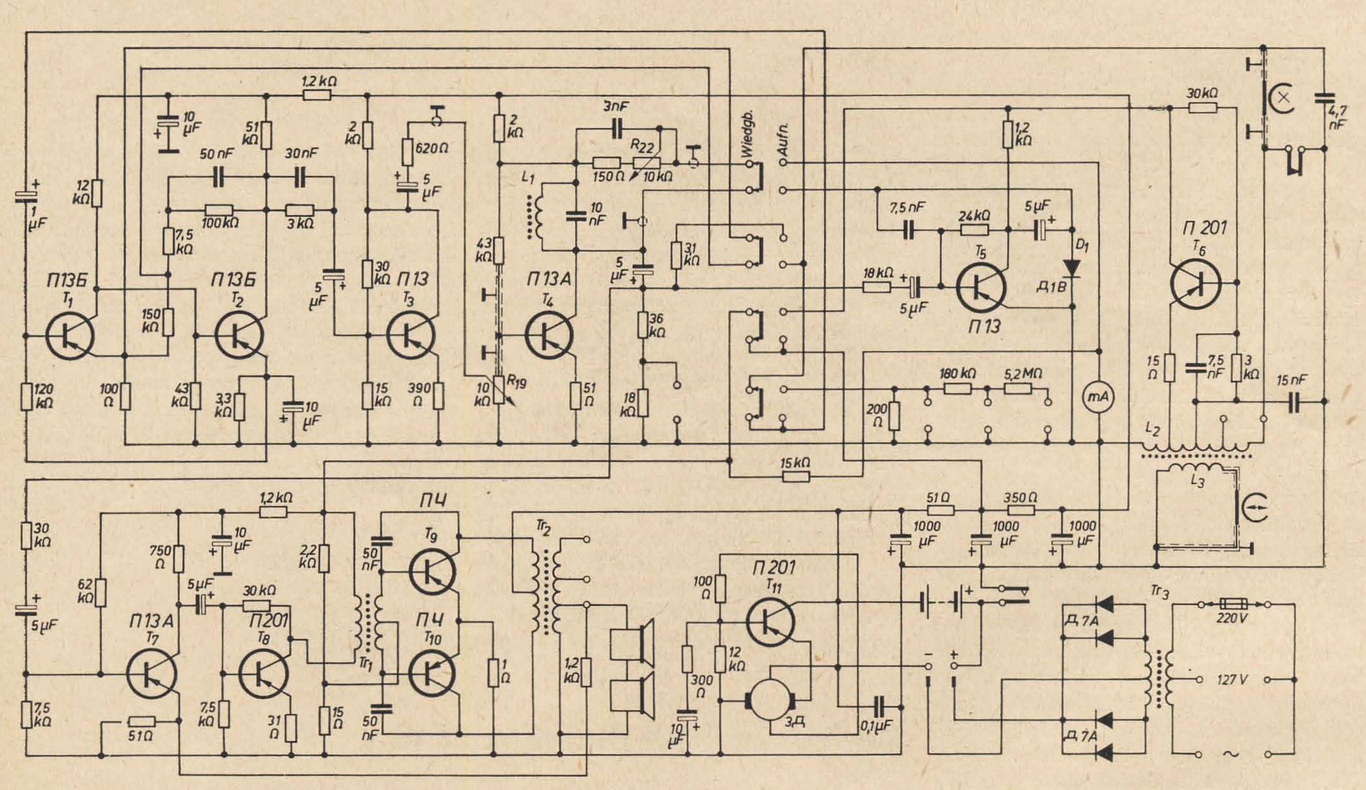
Tr_2: Wicklung I: 2 × 75 Wdg 0,41 CuL
Wicklung II: 33 + 11 + 52 Wdg 0,64CuL

Tr_3: Wicklung I: 850 + 625 Wdg 0,23 CuL
Wicklung II: 2 × 80 Wdg 0,64 CuL

Spule L_1: 310 Wdg 0,61 CuL

Spule L_2: 40 + 60 Wdg 0,23 CuL und 30 + 20 Wdg 0,14 CuL

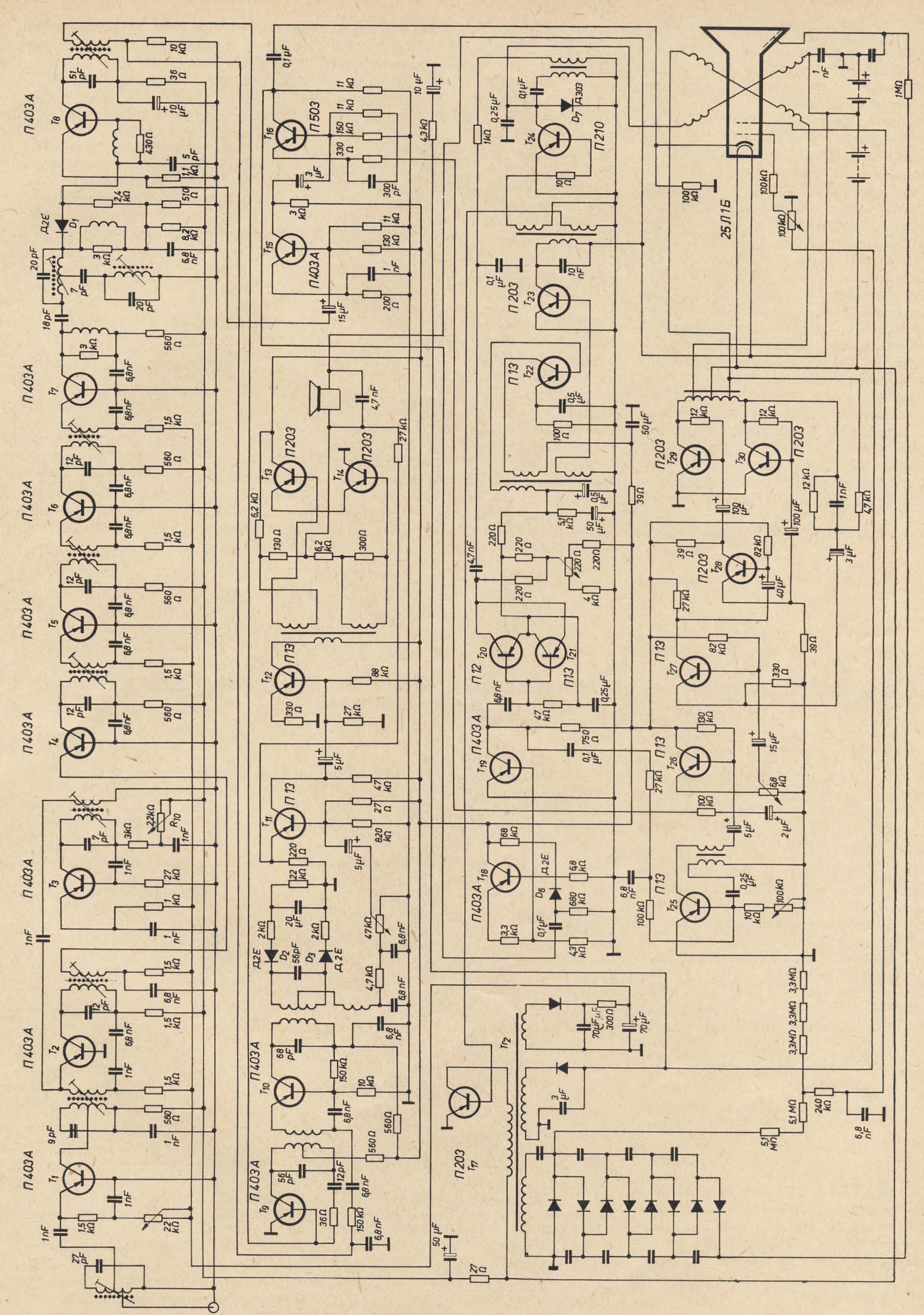
Spule L_3: 65 Wdg 0,23 CuL



Schaltbild des Transistormagnettongerätes „Wesna"

Volltransistorisierter Fernsehempfänger „Sputnik-2"

Bereits 1958 erhielt der Vorläufer dieses Geräts, der Transistorfernsehempfänger „Sputnik" auf der Weltausstellung in Brüssel den Grand Prix. „Sputnik-2" stellt eine modernisierte Version mit größerer Bildröhre dar (25 ЛК 1 Б). Die neueste Ausführung „Sputnik-3" besitzt eine 43er Bildröhre (43 ЛК 6 Б). Das Gewicht des Chassis von „Sputnik-2" beträgt 2 kp, die aufgenommene Leistung 10,5 Watt. 30% der aufgenommenen Leistung werden zur Heizung der Bildröhre benötigt. Das Gerät ist mit 30 Transistoren, 7 Germaniumdioden und 8 Selengleichrichtern bestückt. Unser Bild zeigt die Schaltung des sowjetischen Transistorfernsehempfängers. T_1 ist der HF-Verstärker in Basisschaltung, T_2 der Mischer und T_3 der Überlagerer. Das Gerät ist für einen langwelligen Kanal (im Frequenzbereich um 60 MHz) ausgelegt, deshalb können hier Diffusionstransistoren des Typs П 403 A verwendet werden. Die Bandbreite des HF-Teils beträgt 10 MHz, der Kontrastregler verändert die Emittervorspannung von T_1. Eine Feinabstimmung der Oszillatorfrequenz erfolgt mit dem Potentiometer R_{10}. Der ZF-Verstärker ist mit vier Transistoren des Typs П 403 A in Basisschaltung bestückt. Zur Er-



Schaltbild des volltransistorisierten Fernsehempfängers „Sputnik-2“ (Bei T_{14} und T_{15} Kollektor und Emitter vertauscht)

reichung hoher Trennschärfe ist die ZF-Endstufe mit einem T-Filter versehen. Die vorhergehenden Stufen besitzen versetzte Einzelkreise. Die Bandbreite des ZF-Verstärkers beträgt 6 MHz. Der Videodetektor D_1 ist eine Germaniumdiode Д 2 E. Der Ton-ZF-Verstärker (Intercarrierverfahren) ist mit den Transistoren T_9 und T_{10} bestückt (П 403 A). Auf diesen ZF-Verstärker folgt der Ratiodetektor mit zwei Д 2 E. Die Transistoren T_{11} bis T_{14} bilden den NF-Endverstärker, es werden die Ge-Legierungstypen П 13 und П 203 verwendet. Die erste Videostufe ist mit einem Transistor П 403 A (T_{15}) bestückt, die Endstufe enthält den Silizium-HF-Transistor П 503. Beide Stufen sind in Emitterschaltung ausgeführt. Die Frequenzgangkorrektur des Videoverstärkers erfolgt durch frequenzabhängige Gegenkopplung im Emitterkreis (RC-Parallelglied geeigneter Zeitkonstante). Der Videoverstärker hat eine Bandbreite von 5,5 MHz. Damit der Videoverstärker nicht den Gleichrichter zu stark bedämpft, ist die erste Stufe T_8 als Kollektorstufe geschaltet. In ihrem Kollektorkreis wird die Ton-ZF von 6,5 MHz zum Ton-ZF-Verstärker gekoppelt. Als Synchronimpulsselektor wird die Diode D_6 benutzt. Die Transistoren T_{18} und T_{19} bilden einen zweistufigen Verstärker für die Bild- und Zeilensynchronimpulse. Die erste Verstärkerstufe in Kollektorschaltung dient zur Anpassung an die Selektordiode, die Ausgangsstufe des Synchronisierverstärkers arbeitet als doppelseitiger Begrenzer, damit wird die Synchronimpulsamplitude für Eingangsspannungen am Selektor von 4 bis 45 V konstant gehalten. Die Minimumbegrenzung schneidet das Bildsignal ab, das durch die Diodenkapazität noch in den Synchronverstärker gelangt ist. Die Zeilenausgangsstufe arbeitet mit dem geschalteten Transistor П 210 (T_{24}) in Emitterschaltung. Im Vorlaufzeitraum wird an die Basis des Transistors ein negativer Impuls gelegt, der den Transistor zum Leiten bringt. Beim Rücklauf wird der Transistor durch einen positiven Basisimpuls gesperrt. Die Ablenkspulen sind ohne Ausgangsübertrager direkt an den Transistor angeschlossen, als Dämpferdiode arbeitet die Diode D_7 (Д 303). T_{23} verringert durch „Forcierungsimpulse" die Verluste der Endstufe beim Übergang vom eingeschalteten zum ausgeschalteten Zustand. Die große Zahl von Transistoren (T_{25} bis T_{30}) im Bildablenkgenerator hat ihren Grund darin, daß die niedrige Speisespannung von 12 V nicht eine völlige Ausschöpfung der Möglichkeiten der NF-Transistoren ergibt. Man muß genügende Verstärkungsreserve für die Linearisierung haben. Die Linearisierung erfolgt durch frequenzabhängige Gegenkopplung. Die Erzeugung der für die Bildröhre erforderlichen Hochspannungen und auch der Videoverstärkerspeisespannung von 50 V erfolgt mit vom Zeilenablenkteil angesteuertem Schaltertransistor. Dieser T_{17} gibt eine Rechteckspannung geeigneter Stromamplitude an den Transformator Tr_2. Die eine Wicklung liefert die Speisespannung für eine Vervielfacherkaskade mit Selengleichrichtern zur Erzeugung der Hochspannung von 13 kV, die andere liefert 100 V für die Wehneltvorspannung der Bildröhre (Helligkeitsregelung). Die dritte Wicklung liefert 50 V für die Speisung des Videoverstärkers über Gleichrichter. Die Steuerspannung für T_{17} wird aus einer besonderen Wicklung des Transformators Tr_4 entnommen. Angaben über Wickeldaten der induktiven Bauelemente waren in der Originalarbeit nicht enthalten.

Vergleichsangaben für die benutzten Transistortypen wurden bereits in radio und fernsehen veröffentlicht. Wenn man das Gerät auf DDR-Transistoren umstellen wollte, so fehlen bisher im Sortiment die beiden Schlüsseltypen Videoendtransistor und Zeilenendstufentransistor. Alle anderen Typen könnten durch analoge DDR-Typen ersetzt werden. Es bleibt zu hoffen, daß HWF bald diese Lücke im Sortiment schließt.

Die Bestimmung des Klirrfaktors aus dem Kennlinienfeld der Röhre

Vielfach ist nicht bekannt, wie der Klirrfaktor einer Elektronenröhre (z. B. einer Endstufe) aus dem I_a-U_a-Kennlinienfeld derselben schnell und einfach bestimmt werden kann. Man geht folgenden Weg:

1. Der Aussteuerbereich auf der Arbeitsgeraden (Gerade des Außenwiderstandes) wird in vier Abschnitte a, b, c und d eingeteilt, die gleichen Gitterspannungsänderungen entsprechen, s. Bild.
2. Die Klirrfaktoren k_2, k_3 und k_4 lassen sich nun wie folgt berechnen, wobei die jeweilige Länge der Strecken a, b, c und d zweckmäßigerweise mit dem Zentimetermaß gemessen und in mm eingesetzt werden

$$k_2 = \frac{3}{4}\,\frac{(a+b)-(c+d)}{a+b+c+d}$$

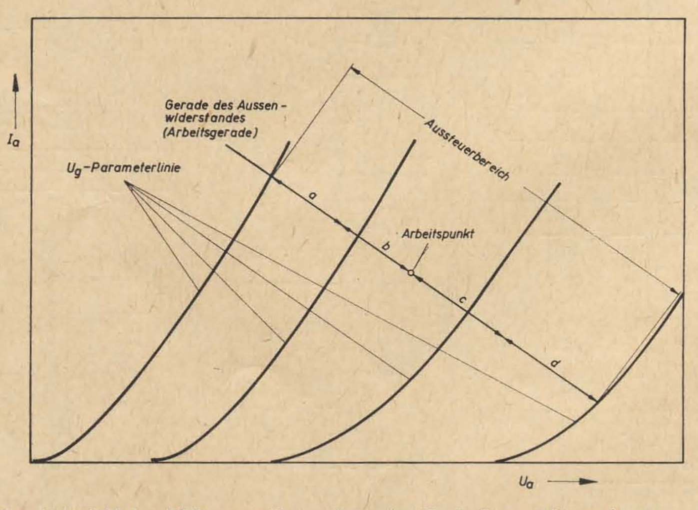
$$k_3 = \frac{1}{2}\,\frac{(a+d)-(b+c)}{a+b+c+d}$$

$$k_4 = \frac{1}{4}\,\frac{(a+3c)-(d+3b)}{a+b+c+d}$$

Man erhält die Teilklirrfaktoren als Dezimalbrüche. Durch Multiplikation des jeweiligen Wertes mit 100 ergeben sich die Teilklirrfaktoren in Prozent. Die Berechnung des Gesamtklirrfaktors geht dann vor sich, indem man die Wurzel aus der Summe der Teilklirrfaktorquadrate zieht

$$k_{ges} = \sqrt{k_2^2 + k_3^2 + k_4^2}$$

Die Teilklirrfaktoren höherer Ordnung als k_4 werden bei diesem Verfahren vernachlässigt. Auf Grund ihrer geringen Größe ist dies ohne weiteres zulässig. Meist genügt es, wenn nur die Werte von k_2 und k_3 berücksichtigt werden. Die Genauigkeit des auf diese Art gewonnenen Ergebnisses hängt von der zeichnerischen Genauigkeit des Kennlinienfeldes und von der Genauigkeit bei der Bestimmung der einzelnen Längen ab.



Das I_a-U_a-Kennlinienfeld der Elektronenröhre mit in vier Abschnitte geteiltem Aussteuerungsbereich auf der Arbeitsgeraden. Die Abschnitte auf der Arbeitsgeraden entsprechen gleichen Gitterspannungsänderungen, sie sind in der Praxis stets ungleich

Das Verfahren wurde mit I_a-U_a-Kennlinienfeldern verschiedener Elektronenröhren der Größe DIN A 4 erprobt und mit den Klirrfaktormeßwerten verglichen. Dabei zeigte es eine befriedigende Genauigkeit.

Streng

Oxydische Halbleiterbauelemente mit neuen Kenndaten und Bezeichnungen

Thermistoren der TNK-4-Typen

Zur Temperaturkompensation von Bauelementen in Transistorgeräten wurden die TNK-4-Typen entwickelt, die nur einen Durchmesser von 4 mm und eine Höhe von etwa 1 mm aufweisen und sich somit der Miniaturisierung der Baueinheiten anpassen. Im Gegensatz zu den TNK-10-Typen, deren elektrische Kennwerte in den Halbleiterinformationen 48 und 49 veröffentlicht wurden, wurde eine Erweiterung der Widerstandswerte bis auf 100 kΩ vorgenommen (Tabelle 1). Die Widerstands-Temperatur-Kennlinien sind in den Bildern 2 bis 4, die Strom-Spannungs-Kennlinien in den Bildern 5 bis 7 und die Abkühlkennlinien in den Bildern 9 bis 11 (Heft 11) angegeben. Bezüglich der Bezeichnungen, der Toleranzen und Alterung sei auf die Ausführungen zu den TNK-10-Typen verwiesen.

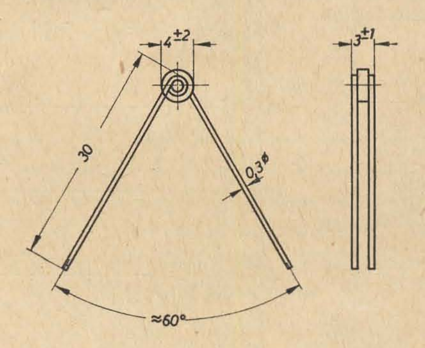


Bild 1: Abmessungen der TNK-4-Typen

Tabelle 1: TNK-4-Typen

Halbleiterwiderstände für Kompensations- und Meßzwecke

TNK-Typ	Kaltwiderstand R_{20} bei 20 °C in Ω	entspricht im Kaltwiderstand etwa dem alten Typ	Energiekonstante b in °K	TK_{R20} in $\frac{-\%}{grd.}$	Farbkennzeichnung (Grundfarbe grau)			
					1. Punkt	2. Punkt	3. Punkt	Tol.-Punkt auf Rückseite bei ±10%
47-4	47	HLK 50-4	2700	3,1	gelb	violett	schwarz	silber
100-4	100	HLK 100-4	2800	3,3	braun	schwarz	braun	silber
220-4	220	HLK 200-4	2900	3,4	rot	rot	braun	silber
330-4	330	HLK 300-4	3000	3,5	orange	orange	braun	silber
470-4	470	—	3100	3,6	gelb	violett	braun	silber
680-4	680	—	3200	3,7	blau	grau	braun	silber
1 k-4	1 k	—	3300	3,8	braun	schwarz	rot	silber
2,2 k-4	2,2 k	—	3400	3,9	rot	rot	rot	silber
4,7 k-4	4,7 k	—	3500	4,1	gelb	violett	rot	silber
6,8 k-4	6,8 k	—	3700	4,3	blau	grau	rot	silber
10 k-4	10 k	—	3900	4,5	braun	schwarz	orange	silber
33 k-4	33 k	—	4100	4,7	orange	orange	orange	silber
68 k-4	68 k	—	4300	5,0	blau	grau	orange	silber
100 k-4	100 k	—	4500	5,2	braun	schwarz	gelb	silber

Toleranz des Kaltwiderstandes in %:	± 10, ± 20
max. Betriebstemperatur in °C:	120
max. Belastbarkeit in Luft in W:	0,5
Grenzleistung ohne Eigenerwärmung in mW:	0,5
Erholungszeit (bezogen auf 120 °C) in s:	5 ± 2
Dissipationskonstante in mW/grd.:	5
Gewicht in p:	0,2

Farbkennzeichnung vom Rand beginnend.

Rechteckige TNK-Typen

Zur Temperaturkompensation der Ablenkeinheiten in Fernsehempfängern und für Kompensationszwecke, bei denen der Thermistor von einem höheren Strom durchflossen wird, sind Elemente mit größerer Fläche erforderlich. Dafür wurden die rechteckigen TNK-Typen, kurz mit „TNK" bezeichnet, entwickelt, die eine Grenzleistung ohne Eigenerwärmung von 2 mW und eine maximale Belastbarkeit von 2 W aufweisen. Prinzipiell stellen sie ebenso wie die TNK-4-Typen nur eine geometrische Erweiterung der TNK-10-Typen ohne neue physikalische Eigenschaften dar.

Eine Erweiterung nach höheren oder niedrigeren Widerstandswerten dürfte in der Praxis nicht erforderlich sein, da sich die auftretenden Probleme unter Verwendung der übrigen Ausführungen mit der TNK-Reihe fast immer lösen lassen. Im Bild 12 sind die Widerstands-Temperatur-Kennlinien, im Bild 13 die Strom-Spannungs-Kennlinien und im Bild 14 die Abkühlkennlinien aufgetragen (Heft 11).

Die rechteckigen TNK werden prinzipiell mit den gleichen Toleranzen wie die übrigen Widerstände geliefert. Sie bieten aber darüber hinaus durch ihre Form die Möglichkeit für einen nachträglichen Feinabgleich des Widerstandswertes (bei dem sich der Temperaturkoeffizient nur wenig ändert), wodurch die Kompensation wesentlich vereinfacht wird. Wenn ein nachträgliches Abgleichen durchgeführt werden soll, so ist ein Typ mit dem niedrigsten Widerstandswert, der bei der Kompensation auftreten kann, in unlackierter Ausführung zu bestellen. Der Abgleich auf den endgültigen Widerstandswert kann dann durch teilweises Abschleifen des Kupferbelages erfolgen. Dabei ist zu beachten, daß sich der Widerstandskörper bei diesem Arbeitsgang erwärmt und somit im Wert ändert. Die Messung darf erst nach sicherer Einstellung des thermischen Gleichgewichtszustandes mit dem umgebenden Medium vorgenommen werden.

Da es sich um Massewiderstände handelt, werden bei diesem Abgleich die Alterungscharakteristiken oder die Stabilität nicht beeinflußt. Die Grenzleistung ohne Eigenerwärmung und die elektrische Belastbarkeit sinken natürlich bei Widerständen mit verringerter Belagfläche ab.

max. Betriebstemperatur in °C:	120
max. Belastbarkeit in Luft in W:	2
Grenzleistung ohne Eigenerwärmung in mW:	2
Erholungszeit (bezogen auf 120 °C) in min.:	2 ± 1
Dissipationskonstante in mW/grd.:	~15
Gewicht in p:	1,5

Wird fortgesetzt

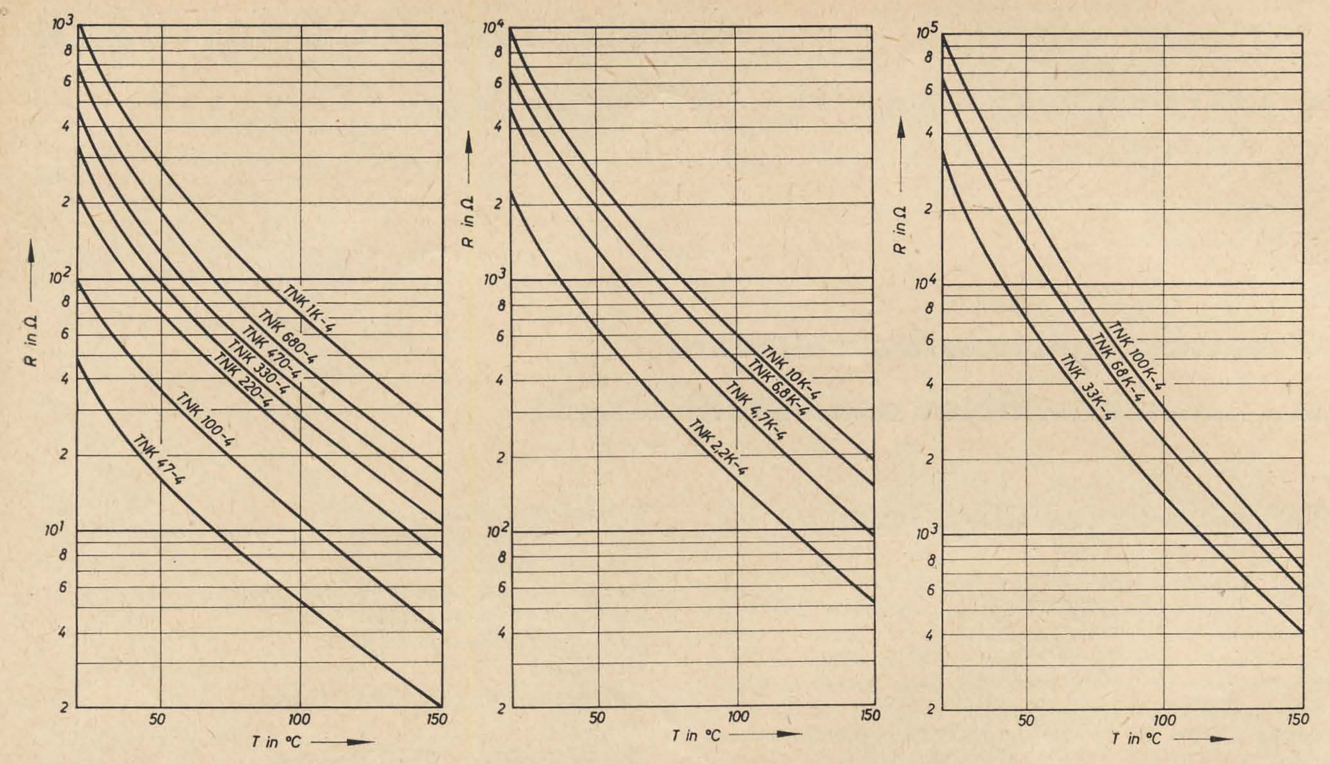


Bild 2: Widerstands-Temperatur-Kennlinien der TNK-4-Typen

Bild 3: Widerstands-Temperatur-Kennlinien der TNK-4-Typen

Bild 4: Widerstands-Temperatur-Kennlinien der TNK-4-Typen

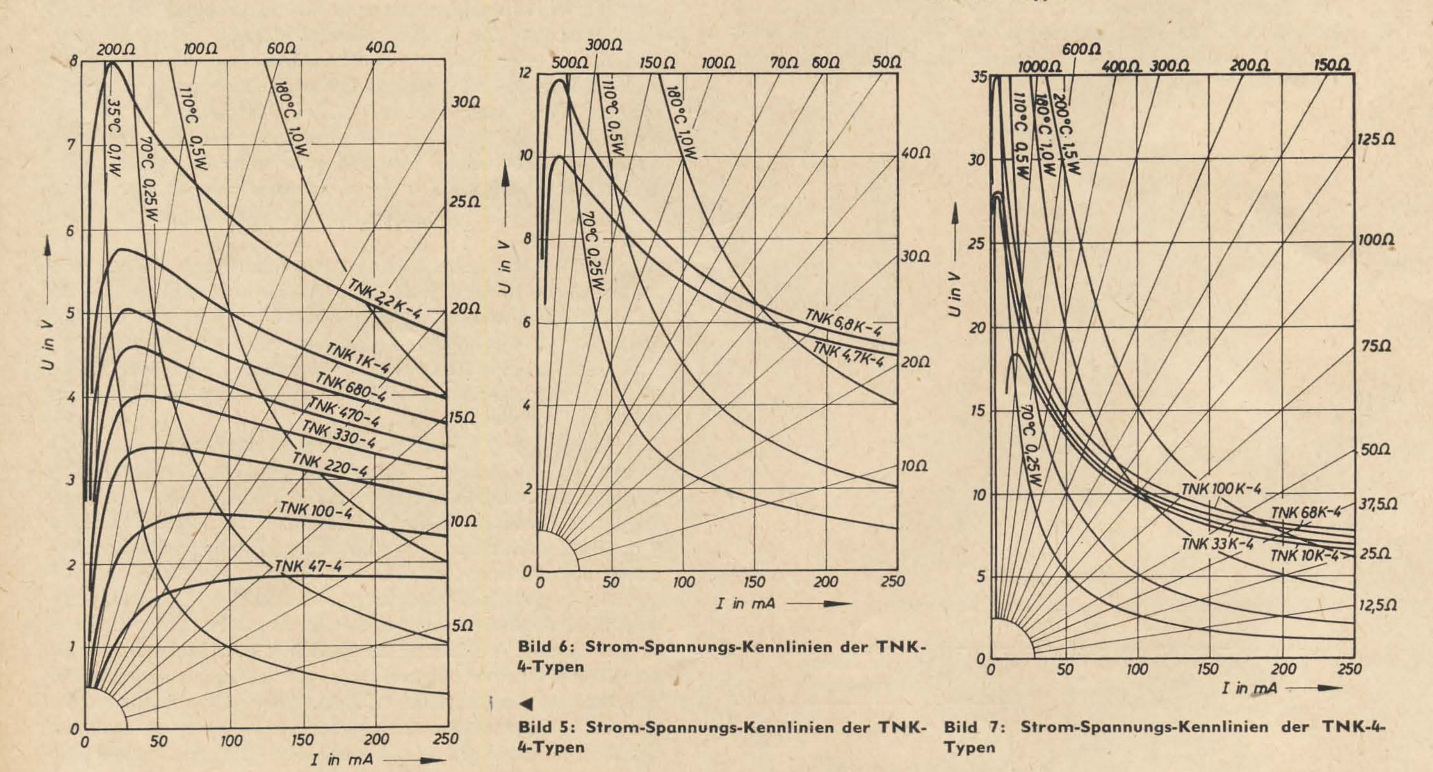


Bild 6: Strom-Spannungs-Kennlinien der TNK-4-Typen

◀ **Bild 5: Strom-Spannungs-Kennlinien der TNK-4-Typen**

Bild 7: Strom-Spannungs-Kennlinien der TNK-4-Typen

Bild 8: Abmessungen der TNK-Typen

Tabelle 2: TNK-Typen

Halbleiterwiderstände zur Temperaturkompensation in Fernsehempfängern

TNK-Typ	Kaltwiderstand R_{20} bei 20 °C in Ω	Toleranz des Kaltwiderstandes in ±%	Energiekonstante in °K	TK_{R20} in —%/grd.	Toleranz der Energiekonstante und des TK_{R20} in ±%
15	15	10, 20	3500	4,1	10
22	22	10, 20	3700	4,3	10
33	33	10, 20	3900	4,5	10

radio und fernsehen	**Reaktanzstufen** Grundschaltungen (1)	El. Rg. Rö. 1 Blatt 1
13 (1964) H. 10	Labor- und Berechnungsunterlagen	DK 621.3.011.23

1. Die vier Grundschaltungen

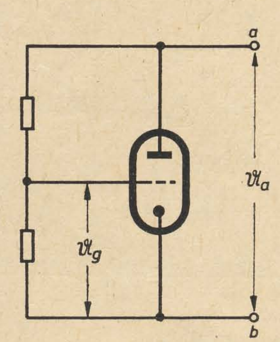


Bild 1

1.1. Allgemeine Hinweise

a) Eine Reaktanzstufe besteht aus einer Zusammenschaltung einer Röhre mit einem Phasenschieber als Rückkopplungsglied (Bild 1).

b) Diese Schaltung wirkt an den Klemmen a und b (Bild 1) als Blindschaltelement, also als Reaktanzglied, wenn der Phasenschieber eine Phasenverschiebung von $\pm 90°$ verursacht (Bild 2a). Hierdurch entsteht zwischen Anodenstrom und Anodenspannung eine Phasenverschiebung von $+90°$ bzw. $-90°$.

c) Mit dem Ändern der Gittervorspannung ändert sich gleichfalls der Blindleitwert der Reaktanzstufe, d. h., **die Reaktanzstufe arbeitet als regelbares Blindschaltelement.**



1.2. Allgemeiner Verwendungszweck

Die Reaktanzstufe wird im allgemeinen dort angewendet, wo die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises durch eine elektrische Größe verändert werden soll. Die Reaktanzstufe wird zu diesem Zweck parallel zum Schwingkreis geschaltet (Bilder 2a und 2b). Als Beispiel sei ein Oszillator angeführt, dessen Frequenz von einer elektrischen Größe abhängig sein soll. Der Steuerungsvorgang ist hierbei wie folgt: Die elektrische Größe beeinflußt die Gittervorspannung der Reaktanzröhre, und die Reaktanzstufe verändert dadurch ihren Blindleitwert. Da die Reaktanzstufe parallel zum Schwingkreis liegt, wird somit die Resonanzfrequenz des Schwingkreises entsprechend verändert.

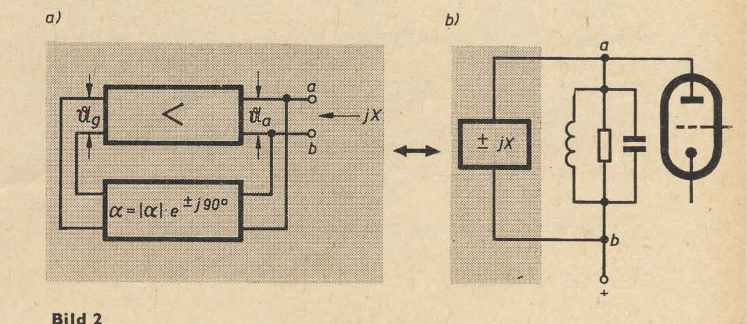


Bild 2

1.3. Die allgemeine Reaktanzgleichung

Diese Gleichung zeigt den vektoriellen Zusammenhang zwischen Anodenstrom und Anodenspannung der Reaktanzröhre. Die Gleichung ergibt sich aus der allgemeinen Anodenstromgleichung einer Elektronenröhre

$$\mathfrak{J}_a = S\,(\mathfrak{U}_g + D \cdot \mathfrak{U}_a)$$

bzw. mit

$$S \cdot D = \frac{1}{R_i}$$

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{U}_g + \frac{1}{R_i} \cdot \mathfrak{U}_a$$

Weiterhin gilt nach Bild 2a

$$\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_a \cdot \alpha = \mathfrak{U}_a \cdot |\alpha| \cdot e^{\pm j\,90°}$$

wobei α den Rückkopplungsfaktor bedeutet.
Hiermit ist

$$\mathfrak{J}_a = \mathfrak{U}_a \left(S \cdot |\alpha| \cdot e^{\pm j\,90°} + \frac{1}{R_i} \right) \tag{1}$$

Schlußfolgerungen

Gleichung (1) zeigt, daß der Anodenstrom von $\pm 90°$ abweichend gegenüber der Anodenspannung in der Phase verschoben ist. Die Wirkung der Reaktanzstufe ist dann die eines Scheinwiderstandes und nicht die einer Reaktanz. Um eine Reaktanzwirkung zu erreichen, also die 90°-Phasenverschiebung, muß die Schaltung der Reaktanzstufe so dimensioniert werden, daß der Faktor $1/R_i$ in Gl. (1) vernachlässigt werden kann. Die Reaktanzröhre arbeitet dann im Kurzschlußbetrieb

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{U}_g = S \cdot \mathfrak{U}_a \cdot |\alpha| \cdot e^{\pm j\,90°} \tag{2}$$

Zusätzliche Bemerkungen

Unter Punkt 1. 6. 1. (Schlußfolgerungen) wird gezeigt, daß auch im Kurzschlußbetrieb ein geringer Wirkanteil entsteht, hervorgerufen durch den Rückkopplungsvierpol. Bei der verbesserten Schaltung (Punkt 2.5.) wird jedoch die Röhre nicht im Kurzschlußbetrieb betrieben, sondern der Faktor $1/R_i$ wird im Zusammenhang mit dem Rückkopplungsvierpol kompensiert. Für weniger anspruchsvolle Schaltungen wird jedoch die Kurzschlußbetriebsart angewandt.

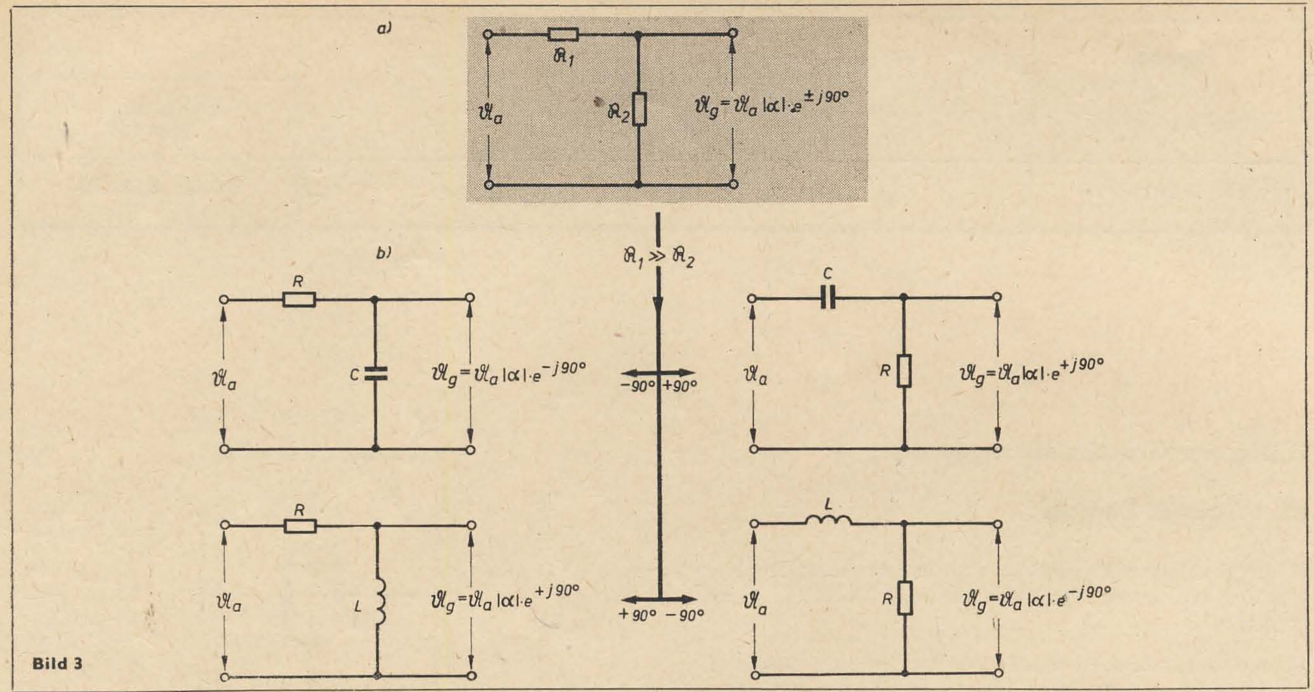


Bild 3

1.4. Der Rückkopplungsvierpol

Dieser Vierpol soll die Anodenspannung um den Faktor $|\alpha|$ reduzieren und mit einer Phasenverschiebung von $\pm$ 90° auf das Gitter rückkoppeln. Als Rückkopplungsvierpol wird ein einfacher Phasenschieber nach Bild 3a verwendet, der sich in vier praktischen Schaltungen entsprechend Bild 3b aufbauen läßt. Der Rückkopplungsfaktor beträgt allgemein

$$\alpha = \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}$$

Bild 3b zeigt gleichfalls die Phasenverschiebungen der einzelnen Vierpole (+ 90° bzw. —90°).

1.5. Die Wirkungen der Rückkopplungsvierpole

Nach Bild 3b ergeben sich zwei Wirkungen der vier Vierpole:

$$\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_a \cdot |\alpha| \cdot e^{-j\,90°}$$

und

$$\mathfrak{U}_g = \mathfrak{U}_a \cdot |\alpha| \cdot e^{+j\,90°}$$

Mit Gl. (2) ergibt sich

$$\mathfrak{I}_a = S \cdot \mathfrak{U}_g = S \cdot \mathfrak{U}_a \cdot |\alpha| \cdot e^{-j\,90°} \qquad (3)$$

und

$$\mathfrak{I}_a = S \cdot \mathfrak{U}_g = S \cdot \mathfrak{U}_a \cdot |\alpha| \cdot e^{+j\,90°} \qquad (4)$$

Schlußfolgerungen

Betrachtet man die Gln. (3) und (4) im Zusammenhang mit dem Bild 4a, so ergeben sich folgende Gründe für die Reaktanzwirkung:

1. Die Reaktanzstufe liegt mit ihren Klemmen a und b an $\mathfrak{U}_a$ und gleichzeitig parallel am zu beeinflussenden Schwingkreis.
2. Der Zweigstrom $\mathfrak{I}_a$ der Gesamtparallelschaltung fließt nach Gl. (2) in die Reaktanzstufe mit einer Phasenverschiebung von + 90° bzw. —90° gegenüber der Anodenspannung $\mathfrak{U}_a$.
3. Die gleichen Verhältnisse wie unter 2. ergeben sich, wenn parallel zum Schwingkreis entweder eine Induktivität oder eine Kapazität geschaltet wird (Bild 4b).
4. Die Wirkung einer Induktivität ergibt sich, wenn eine Phasenverschiebung von —90° vorliegt. Bei einer Phasenverschiebung von + 90° ergibt sich eine kapazitive Wirkung.

Zusätzliche Bemerkungen

Bild 5 zeigt eine zusammenfassende Gegenüberstellung.

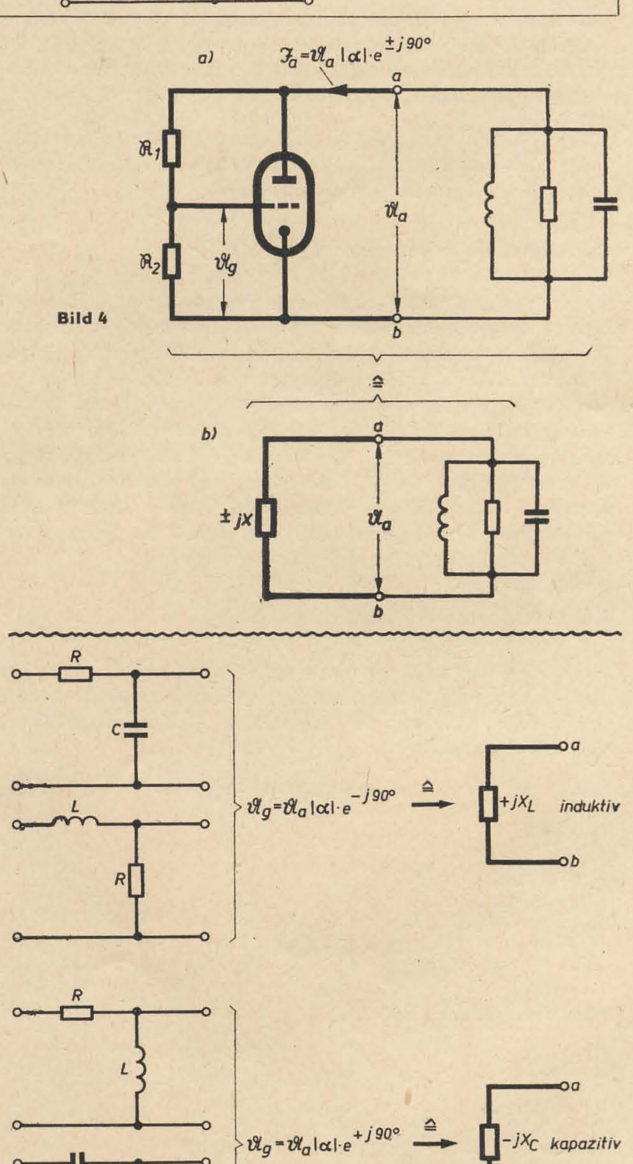


Bild 4

Bild 5

Über eine Möglichkeit zum Selbstbau von Selen-Fotoelementen

HAGEN JAKUBASCHK

Im nachfolgenden Beitrag wird eine Methode gezeigt, Selen-Fotoelemente mit für viele Zwecke ausreichendem Wirkungsgrad sehr einfach und billig selbst herzustellen. Die an einigen Versuchsmustern ermittelten Meßwerte werden bekanntgegeben.

Allgemeines

Selen-Fotoelemente bestehen bekanntlich aus einer metallischen Grundplatte, einer darauf aufgetragenen Selenschicht und einer Gegenelektrode. Aufbaumäßig bestehen also Parallelen zu einer Selen-Gleichrichterzelle. Falls es daher gelingt, bei letzterer dem Licht Zutritt zur Selenoberfläche zu verschaffen, ist zu erwarten, daß auch dieses Bauelement einen lichtelektrischen Effekt zeigt. Hierauf beruht ein von Dipl.-Gwl. Claus Garbaden [1] angebenes und von Verfasser näher untersuchtes Verfahren zur Selbstherstellung einfacher Selen-Fotoelemente. Ausgegangen wird dabei von Einzelplatten eines normalen Selengleichrichters, wie er in der Rundfunkempfängertechnik üblich ist. Geeignet sind alle Plattengrößen ab etwa 40 mm Kantenlänge. Der Vorteil dieses inzwischen als Neuerervorschlag angemeldeten Verfahrens liegt im geringen Preis der so erhaltenen Elemente.

Als Ausgangsmaterial kann auf die in allen Werkstätten in großer Stückzahl in den Schrott geworfenen defekten Ausbau-Gleichrichter zurückgegriffen werden. Bei diesen sind fast immer nur wenige Platten beschädigt, der Rest ist für die hier beschriebene Verwendung noch vollwertig brauchbar. Das einzelne Selen-Fotoelement kostet dann nur wenige Pfennige. Gleichzeitig ist dieses Verfahren geeignet, auf dem Materialsektor gerade im Hinblick auf die polytechnische Ausbildung, das Amateur- und Experimentalwesen (Schulversuche!) eine spürbare Erleichterung zu bringen und der Volkswirtschaft wertvolle, zur Zeit noch ungenutzt bleibende Rohstoffe (Selen!) zu erhalten.

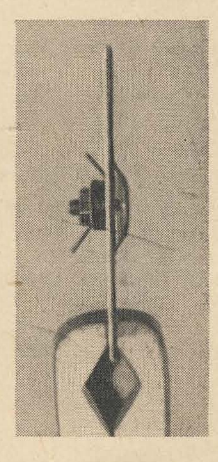


Bild 1: Profilansicht eines fertig montierten Eigenbau-Selen-Fotoelementes. Erkennbar ist die Kontaktringfeder der Vorderseite sowie die beiden rückseitigen Lötösenanschlüsse. Der zwischen Isolierring und Gegenmutter eingelegte Anschluß stellt über die — isoliert durchgeführte — Montageschraube die Verbindung zur Vorderseite her

Herstellung

Ein normaler Selengleichrichter wird in seine Einzelteile — Grundplatte mit Schichten, Isolierringe, Gegenkontaktfedern — zerlegt und eine etwa vorhandene Schutzlackierung auf diesen Teilen durch ,,Baden" in Azeton oder Lackverdünner entfernt. Braunfleckige Platten oder solche mit erkennbaren Durchschlägen werden aussortiert und können ggf. für erste Vorversuche benutzt werden.

Eine äußerlich einwandfreie Platte wird nunmehr wieder in der Original-Reihenfolge mit Gegenkontaktfeder und beiderseitigem Isolierzwischenring zusammengesetzt. Das isolierende Mittelrohr wird so weit gekürzt, daß seine Länge knapp der Plattendicke zuzüglich der Isolierscheiben entspricht. Als Mittelbolzen wird jetzt eine kurze M-4- oder M-3-Schraube mit Gegenmutter benutzt. Unter die Gegenmutter wird auf der Plattenrückseite eine Lötfahne untergelegt, die über die Schraube die Verbindung zum Kontaktfederring der Vorderseite herstellt. Eine zweite Lötfahne mit entsprechend größerer Bohrung wird zwischen Plattenrückseite und Isolierring eingelegt und gibt den Kontakt zur Grundplatte. Nunmehr ist wieder ein einzelnes Gleichrichterelement vorhanden, bei dem jedoch beide Anschlüsse auf der Plattenrückseite sitzen. Dieses Element wird nun auf Sperr- bzw. Durchlaßwirkung mit einem einfachen Niederspannungs-Ohmmeter geprüft, wobei der Durchlaßwiderstand unter etwa 100 Ω, der Sperrwiderstand über etwa 1 kΩ liegen soll. Werden diese Werte eingehalten, kann das Element weiter bearbeitet werden.

Erst nach diesem Zusammenbau wird das auf der Selenschicht befindliche Decklot vorsichtig abgeschmolzen. Die Lotschicht wird dazu in einer Spiritusflamme — die gerade die geeignete Temperatur hat, jedoch ist bei etwas Übung und zügigem Arbeiten auch die Gasflamme geeignet — erhitzt und, sobald der Schmelzpunkt erreicht ist, mit einem sauberen Lappen schnell abgewischt. Das Einhalten der richtigen Schmelztemperatur ist Erfahrungssache. Bei zu starker Erhitzung schmilzt auch die Selenschicht, da diese einen höheren Schmelzpunkt als das Decklot hat, und das Element ist zerstört. Sellerie-ähnlicher Geruch und anthrazitglänzende Oberfläche sind Anzeichen dafür. Es empfehlen sich daher einige Vorversuche an den aussortierten Platten.

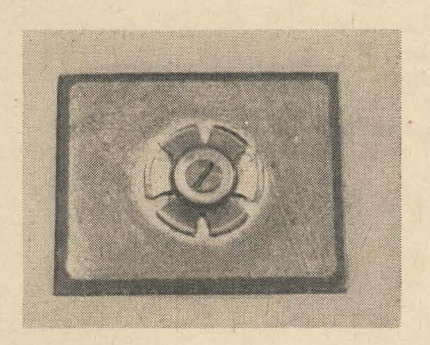


Bild 2: Lichtempfindliche Vorderseite des fertig präparierten Elementes. Die freigelegte Selenschicht und der ringförmig unter der Andruckfeder stehengebliebene Decklotstreifen sind sichtbar

Die nun frei liegende Selenschicht wird als hellgrauer Belag sichtbar, während unter dem Kontaktfederring noch die zur Kontaktierung erforderliche Decklotschicht erhalten bleibt. Die Fotos zeigen den Aufbau der so präparierten Zelle und ihr Aussehen nach Abschmelzen der Lotschicht. Nach Abkühlen wird das Element mit einer dünnen farblosen Schutzlackschicht beiderseitig überzogen und ist danach betriebsfertig. Als Schutzlackschicht hat sich Duosan-Kleber mit drei Teilen Azeton verdünnt gut bewährt. Bei Lichteinfall auf die Selenschicht gibt das Element eine Fotospannung mit Minuspol an der Gegenkontaktfeder ab.

Die Eigenschaften

Die Brauchbarkeit der nach diesem verblüffend einfachen Verfahren hergestellten Fotoelemente wurde vom Verfasser an 12 verschiedenen Zellen näher untersucht. Für zwei dieser Zellen vermittelt die Tabelle einige Meßwerte im Vergleich zu einem industriell hergestellten, dem fotoelektrischen Belichtungsmesser Typ ,,Zeiss" entnommenen Fotoelement. Die Unterschiede in der Leistungsausbeute je Eigenbau-Exemplar differierten bei allen Zellen um durch-

	Original-Zeiss-Selen-Fotoelement	Eigenbau-Element 1	Eigenbau-Element 2
Beleuchtungsstärke	250 lx	250 lx	250 lx
Leerlaufspannung an 10 MΩ Meßabschluß	350 mV	105 mV	110 mV
Kurzschlußstrom bei 50 Ω Abschluß	175 μA	31 μA	41 μA
Leistungsabgabe an 2 kΩ Lastwiderstand	$2 \cdot 10^{-5}$ W	$1 \cdot 10^{-6}$ W	$1{,}25 \cdot 10^{-6}$ W
Spannung an 2 kΩ	210 mV	46 mV	49 mV
wirksame Plattenfläche des Elementes	400 mm²	1700 mm²	1700 mm²
(Plattengröße)	(13×31 mm)	(45×45 mm)	(45×45 mm)
relatives Flächenverhältnis	1	≈4,25	≈4,25
relatives Leistungsverhältnis	≈85	≈1	≈1

schnittlich 1 : 2 und weniger — bei zu kräftigen Abreiben der Lotschicht oder falls umgekehrt noch größere Mengen davon zurückbleiben, kann die Leistung allerdings wesentlich geringer sein. Das Frequenzverhalten der Selen-Elemente wurde nur überschlägig gemessen und entsprach weitgehend dem der industriellen Zellen und den hierfür angegebenen Daten (Messung mit helligkeitsmoduliertem Licht, ermittelte Grenzfrequenz bei etwa 100 Hz).

Die Beleuchtungsstärke von 250 lx entspricht annähernd dem Licht einer 100-W-Glühlampe in etwa 40 cm Abstand. Eine Kontrolle der unmittelbar nach der Fertigung aufgenommenen Daten und ein Vergleich mit den nach sechs Monaten Betriebszeit unter gleichen Meßbedingungen aufgenommenen Werten ergab keine merklichen Abweichungen. Es ist als sicher anzunehmen, daß diese Werte über lange Zeit weitgehend konstant bleiben.

Das Flächenverhältnis der fotoelektrisch wirksamen Flächen der in der Tabelle angegebenen Elemente beträgt etwa 1 : 4,25. Das Leistungsverhältnis Eigenbau-Selenelement zu Original-Element (auf gleiche Fläche umgerechnet) liegt danach bei etwa 1 : 85. Die Leistung der Eigenbau-Elemente liegt daher um fast zwei Größenordnungen unter der industrieller Selen-Fotoelemente. Ihr Wirkungsgrad, wenn die Original-Selenzelle mit einem Wirkungsgrad von 1% angenommen wird, liegt bei etwa 0,01%.

Trotzdem genügt diese Empfindlichkeit, wie zahlreiche durchgeführte Versuche zeigten, für viele Anwendungen in der Amateurpraxis. Insbesondere Lichtschranken für nicht zu große Schrankenweglängen (2 bis 3 m), Dämmerungsschalter u. ä. können bei Anwendung von Transistorverstärkern ohne weiteres mit diesem Lichtempfänger ausgestattet werden. Ein Durchsteuern des Transistor-Gleichstromverstärker-Bausteines 2-GV-1 [3] ist bereits bei mittlerer Tageshelligkeit möglich. Ebenso konnte der in [2] beschriebene Transistor-Tongenerator bereits bei normalem diffusem Tageslicht mit der von einem solchen Eigenbau-Selenelement gelieferten Fotospannung zum Anschwingen gebracht werden.

Zusammenfassung

Das beschriebene Verfahren kann eine wesentliche Entlastung des Materialsektors im Hinblick auf den Amateur- und Bastlerbedarf bewirken und ermöglicht außerdem die Nutzbarmachung von den bisher der Vernichtung preisgegebenen Rohstoffen. Vorwiegend deshalb verdient dieses Verfahren nach Ansicht des Verfassers besondere Bedeutung. Eine zentralisierte Verarbeitung der in Werkstätten anfallenden Ausbau-Netzgleichrichter könnte ohne große Investitionen in jedem kleinen oder mittlerem Betrieb durchgeführt werden. Wie aus anderen Untersuchungen dem Verfasser bekannt wurde, besteht gerade in diesen Bauteilen ein überraschend hoher Bedarf, so daß auch der Absatz beträchtlicher Stückzahlen derart gefertigter Bastler-Bauelemente als gesichert anzusehen ist.

Literatur

[1] Garbaden, C.: Fotoelemente selbstgebaut. Jugend und Technik 11 (1963) H. 9 S. 84

[2] Jakubaschk, H.: Transistor-Tongenerator mit „Sonnenbatterie". radio und fernsehen 12 (1963) H. 19 S. 601—603

[3] Schlenzig, K.: Die Kleinbausteine KUV 1, EBS 1 und 2-GV-1. radio und fernsehen 12 (1963) H. 5 S. 141 u. 142

Eine neue Methode zum Messen von Strömen von $10^{-11} \cdots 10^{-12}$ A

Im Physikalischen Institut der Akademie der Wissenschaften der UdSSR wurde eine neue Methode zum Messen von Strömen von $10^{-11} \cdots 10^{-12}$ A entwickelt und erprobt.

Im Prinzip handelt es sich um einen Sperrschwinger ohne Gitterableitwiderstand. Beim Anschließen der Betriebsspannung liefert der Sperrschwinger nur einen Impuls. Durch den Gitterstrom erhält der Kondensator des Sperrschwingers eine bestimmte Spannung mit einer die Röhre sperrenden Polarität. Dieser Zustand kann unter Annahme bekannter Bedingungen als stabil angesehen werden. Wenn nur der gemessene Strom eine Kompensation der Kondensatorladung bewirkt, kommt es nach einer bestimmten Zeit zum Öffnen der Sperrschwingerröhre und der Sperrschwinger liefert einen neuen Impuls. Dieser Prozeß wiederholt sich periodisch, wobei die Frequenz des Sperrschwingers dem gemessenen Strom und die Impulszahl der Ladung proportional ist.

Bei praktischen Erprobungen (ein Sperrschwinger mit einer 6 Ж 1 Б in elektrometrischer Schaltung und ein darauffolgender mit der gleichen Röhre bestückter Impulsverstärker oder ein Sperrschwinger mit einer 6 А 3 П — wobei der gemessene Strom zum Bremsgitter geleitet wird — und ein darauffolgender üblicher zweistufiger Impulsverstärker) konnten Ladungen von $10^{-9} \cdots 10^{-10}$ C gemessen werden, dabei betrug der Ruhestrom (ohne Signal) 10^{-14} A. Beide Varianten gewährleisten eine Linearität in einem großen Bereich (von mit dem Ruhe strom vergleichbaren Strömen, bei denen die Impulsfrequenz so anwächst, daß die Impulsdauer mit dem Impulsintervall vergleichbar ist).

Besondere Aufmerksamkeit muß der Qualität des Kondensators, der Röhre des Sperrschwingers und der Betriebsspannungsstabilisation gewidmet werden.

Matuschek

Aus

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik · Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 6 (1964)

■ Klimaeinflüsse auf die Eigenschaften von Hohlraumresonatoren

In der vorliegenden Arbeit soll der Einfluß der Klimate auf Bauelemente der Nachrichtentechnik nicht vom Standpunkt des Schutzes gegen Zerstörung bzw. Wertminderung des betreffenden Bauelementes betrachtet werden, sondern es sollen vielmehr die technisch-physikalischen Kenndaten des Hohlraumresonators in Abhängigkeit von den Klimagrößen Temperatur, Luftdruck und Luftfeuchtigkeit angegeben werden.

■ Signalbeschleunigung durch negative Gruppen- und Phasenlaufzeit

Netzwerke mit negativer Gruppen- und Phasenlaufzeit ermöglichen es, bandbegrenzte Signale formgetreu nach negativen Zeiten zu verschieben, d. h. eine Signalbeschleunigung durchzuführen. Der Mechanismus dieser Signalbeschleunigung, die Anforderungen an die Netzwerke sowie die physikalischen Grenzen werden untersucht. Ein praktisch realisierter Signalbeschleuniger wird beschrieben.

■ Atomares Frequenznormal auf Cäsium-Basis

Es werden eingehend die physikalischen Grundlagen und die Wirkungsweise des Cäsium-Atomnormals dargestellt. Auf die Verwendung von Thallium wird hingewiesen. Als technische Ausführung eines Cs-Normals wird das Atomichron beschrieben.

■ Synthese von Hochfrequenzfiltern hoher Selektivität

Es handelt sich um die Synthese von Hochfrequenzfiltern mit sogenannter konzentrierter Selektivität. In dem Beitrag werden die Fragen ihrer Theorie, praktischen Möglichkeiten und Einschränkungen diskutiert. Es wird die allgemeine Konzeption der konzentrierten Selektivität gezeigt; ferner werden einige spezielle Probleme der Approximation und der Realisierung von Reaktanzfiltern behandelt. Besondere Aufmerksamkeit ist den Möglichkeiten der Überwindung der Einschränkungen sowohl bei der numerischen Lösung als auch beim praktischen Entwurf gewidmet. Es werden auch einige Anwendungen von neuen Bauelementen (z. B. passiven Resonatoren und RC-Netzwerken mit nichtkonzentrierten Parametern) gezeigt. Das ganze Problem wird durch Beispiele aus der Fernseh- und Empfängertechnik illustriert.

■ Eine Methode zur Lösung algebraischer Gleichungen höheren Grades mit Hilfe eines Digitalrechners

■ Die Berechnung einfacher RC-Filterschaltungen, Teil III

■ Spezialverstärkerröhren

Der Beitrag berichtet über Elektronenröhren besonderer Qualität, die von den Röhrenwerken in der ČSSR gefertigt werden. Es handelt sich um eine von einer Sektion des RGW beschlossene Typenreihe.

■ Filterkatalog Blatt 3

Aus der Reparaturpraxis

Änderungs- und Servicehinweise des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Veränderung des Boosterspannungsteilers

In den Standardgeräten werden die arbeitspunktbestimmenden Spannungen der Bildröhre durch Spannungsteilung aus der Boosterspannung gewonnen. Der Boosterspannungsteiler ist aus vier hochohmigen Widerständen und einem Potentiometer aufgebaut. Die Teilspannungen unterliegen infolge der Widerstandstoleranzen und in Abhängigkeit

Bild 1: Boosterspannungsteiler nach Schaltbild

von dem Drehwinkel am Potentiometer von Gerät zu Gerät größeren Schwankungen. Es wurden z. B. für die Spannung am 2. Gitter der Bildröhre 400 ··· 555 V gemessen, das entspricht einer Schwankung um den Mittelwert von etwa ± 19%. Beim Zusammentreffen der entgegengesetzten Toleranzen der G_2-Spannung am Boosterspannungsteiler und der kennlinienbedingten notwendigen G_2-Spannung der Bildröhre muß in der Fertigung ein zusätzlicher Spannungsteiler R_{626}, R_{627} eingebaut werden, der die Arbeitspunkteinstellung der Bildröhre gestattet. Erfahrungsgemäß wird der zusätzliche Spannungsteiler bei mindestens 60% der Geräte eingebaut, womit dann der gesamte Boosterspannungsteiler aus sechs Widerständen und einem Potentiometer besteht (Bild 1).

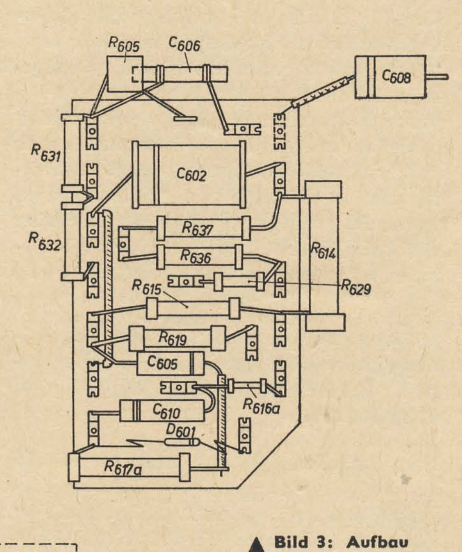
Die Teilspannungen am Boosterspannungsteiler können durch einen niederohmigen Spannungsteiler konstanter gewonnen werden. Der aus dem Boosterkondensator entnommene Strom soll aber 3 mA nicht übersteigen. Deshalb wird vorgeschlagen, den Strom zum Punkt C des Schaltbildes mit über den Teiler fließen zu lassen, um zum gleichen Ergebnis ohne Mehrlast zu gelangen.

Die Widerstände, die geändert werden, sind mit einem Stern gekennzeichnet. Der Spannungsteiler R_{626}, R_{627} ist jetzt weniger notwendig als bisher. Gleichzeitig wird der Stabilisierungsregelbereich durch den niederohmigeren Teiler erhöht.

Neben den genannten technischen Vorteilen und der Einsparung an Widerständen (einschließlich der damit verbundenen Lötstellen) kann das Schaltteilbrett der Zeilenstufe übersichtlicher verdrahtet werden.

Die endgültige Schaltung der Horizontalendstufe zeigt Bild 2.

Wie diese Schaltungsänderung in der Verdrahtung ausgeführt wird, d. h., wie das gesamte Schaltteilbrett nach der Änderung aussieht, geht aus Bild 3 hervor.



▲ **Bild 3: Aufbau**

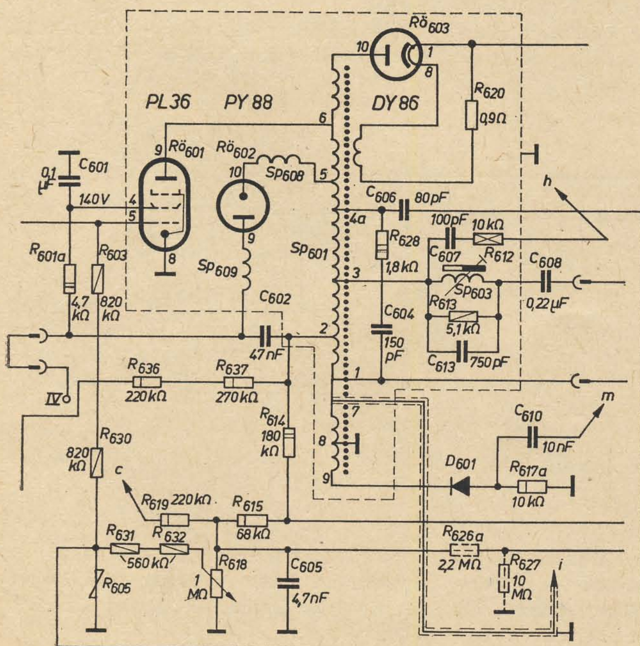


Bild 2: Horizontalendstufe

Moiré-Störungen durch Rundfunksender

Aus einigen Gegenden, hauptsächlich im Raum Berlin und in der Nähe einiger starker Rundfunksender, wurde an Standardgeräten oft der Empfang durch starke Moiré-Bildung beeinträchtigt.

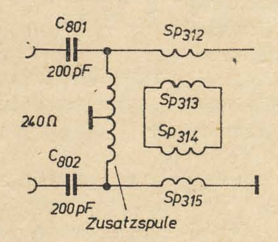


Bild 1: Antennen-Verdrosselung

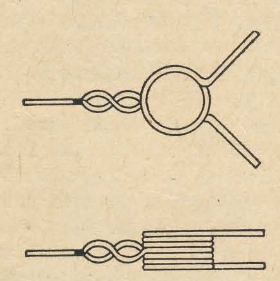


Bild 2: Antennen-Verdrosselungsspule

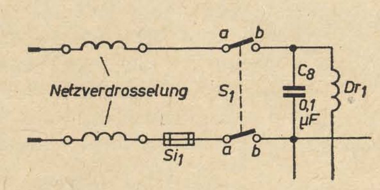


Bild 3: Netz-Verdrosselung

Untersuchungen ergaben, daß diese Störungen hauptsächlich durch Einstrahlung über die Antenne und durch Einstrahlung über das Netz hervorgerufen werden. Es wurden für beide Varianten wirksame Entstörungsdrosselungen entwickelt. Die Bilder 1 und 2 zeigen die Schaltung und die Ausführungsform der Antennenverdrosselung. Im Bild 3 wird die Schaltung der Netzverdrosselung gezeigt. Die Induktivität der Netzdrosseln beträgt etwa 1 mH. Diese Spulengruppe kann bei Bedarf von der Abt. Kundendienst des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt bezogen werden.

Einige Reparaturhinweise für Reparaturen an Kanalwählern der Standardgeräte

Bei Reparaturen an Kanalwählern der Standardreihe sind grundsätzlich folgende Hinweise zu beachten:

Aus technischen Gründen dürfen folgende Teile nicht ausgewechselt werden:

1. Oszillator
2. Bandfilter
3. Kontaktwalze
4. Eingangskreis kpl.
5. Drehkondensator einschließlich Trimmer
6. Kondensatoren

C_{303} — C_{304} — C_{305} (Eingangskreis)
C_{314} — C_{316} (Oszillator)
C_{329} (Einlötkondensator)

Es können ohne weiteres ausgewechselt werden:

1. Röhre PC 96
2. Achse umpreßt
3. Haltewinkel
4. Tragewinkel
5. Antriebsräder (Satz), Antriebsräder aus Metall sind gegen Antriebsräder aus Kunststoff auszuwechseln

Röhre PCF 82

Ist diese Röhre auszuwechseln, so ist zumeist ein Nachabgleich des Oszillators erforderlich. Ist der Kanalwähler jedoch mit einer Röhre PCF 82 (Hersteller Telefunken) bestückt, und es erfolgt Ersatz durch eine Röhre eines anderen Fabrikates, so muß außerdem der zusätzlich eingebaute Kondensator 1 pF, der von der Anode der Triode der PCF 82 nach Masse liegt, entfernt werden.
Schaltnocken sind entsprechend den Abgleichanweisungen in den „Technischen Unterlagen" auszuwechseln.
Kondensatoren und Widerstände können bis auf die unter 6 angeführten Kondensatoren ausgewechselt werden.
Folgende Punkte müssen jedoch dabei genauestens beachtet werden:
Die mechanische Größe, die elektrischen Werte und die Länge der Anschlußenden müssen genau den ausgebauten Kondensatoren bzw. Widerständen entsprechen, da sonst ein Nachabgleich des Kanalwählers unmöglich wird.
Die alte Lage der einzelnen Kondensatoren und Widerstände muß nach der Reparatur unbedingt wieder hergestellt werden.
Die geringe Temperaturwechselbeständigkeit der Durchführungskondensatoren und Filter erfordert beim Auswechseln dieser Teile die Verwendung von Cadmium-Lötzinn in der Zusammensetzung

18% Cd — 47% Sn — 35% Pb
(Schmelzpunkt etwa 160 — 180 °C)

Ein Nachabgleich ist entsprechend den in den „Technischen Unterlagen" herausgegebenen Abgleichanweisungen — Kanalwähler — durchzuführen.

Auswechseln des Kanalwählers

Sind Teile ausgefallen, die nicht ausgewechselt werden dürfen, oder treten sonstige Fehler auf, die von der Werkstatt nicht behoben werden können (z. B. Schwingerscheinungen, Schaltschwierigkeiten bei Kanalwählern mit 3-Nocken-Grenzkanälen 2 — 4 — 5 — 12), so ist der Kanalwähler auszuwechseln.

Der ausgebaute Kanalwähler ist mit einem Anhänger oder Zettel zu versehen, auf dem
1. Gerätetyp und -nummer
2. Kanalwählernummer
3. Beginn der Gerätegarantie
4. Grund des Ausbaues
5. Name der Werkstatt
vermerkt sind.

Der Kanalwähler, komplett mit Röhren, ist dann im kostenlosen Garantie-Umtausch bei der zuständigen Bezirksstelle des VEB Garantie- und Reparaturdienst zu tauschen.

Garantieabgeltung für nachträglichen Einbau einer UKW-Stufe

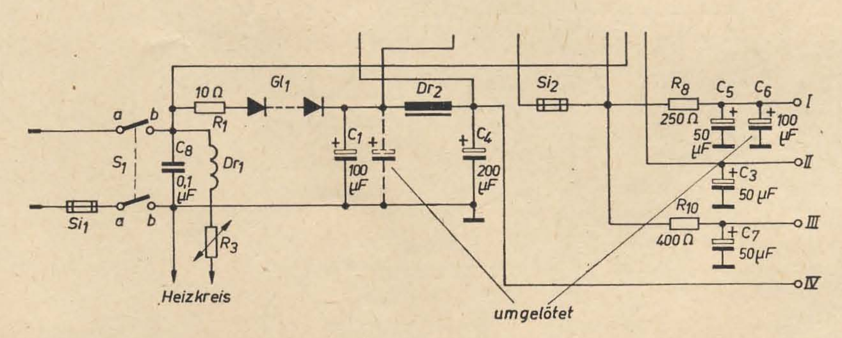
Beim Einbau einer UKW-Stufe in ein Standardgerät ist auf der beigefügten Garantiekarte eine Garantiezeit von 6 Monaten vermerkt. Es handelt sich hierbei um eine alte Garantieurkunde, bei welcher kein Überdruck erfolgt ist. Die Garantiezettel für diese Röhren beträgt selbstverständlich, wie allgemein üblich, 12 Monate. Bei anfallenden Reparaturen innerhalb der Garantiefrist ist diesbezüglich ein kurzer Vermerk vorzunehmen, so daß beim Röhrenumtausch keinerlei Schwierigkeiten auftreten. Den Handelsorganen wurden hiervon bereits durch den Hersteller der UKW-Stufen, PGH „Tonfunk", Ermsleben, entsprechende Hinweise gegeben.

Sicherungsdurchschlag und Heulerscheinung beim Gleichstrombetrieb der Geräte 43 TG 501 GW, 43 TS 501 GW und 43 ST 501 GW

Nach Auslieferung dieser Gerätetypen wurden aus den gleichstromversorgten Gebieten Fehlererscheinungen gemeldet, bei denen der Fernsehton mit einem störenden Heulen überlagert ist und während des Empfanges plötzlich die Netzsicherung ohne ersichtlichen Grund durchschlägt. Nähere Untersuchungen haben ergeben, daß die meisten Gleichstromnetze, hauptsächlich solche, welche mit Quecksilberdampfgleichrichtern versorgt werden, eine Wechselstromüberlagerung aufweisen. Diese Wechselstromkomponente kann sehr leicht mit einem Vielfach-Meßinstrument über einem Kondensator gemessen werden. Es wurde in den verschiedensten Gebieten ein Wechselstromanteil von 5 ··· 10 V gemessen. Aus der Schaltung ist ersichtlich, daß bei Gleichstrombetrieb, nach dem Schaltvorgang der Schaltdrossel, der Ladekondensator direkt im Netz liegt. Man kann errechnen, daß bei einem derartigen Wechselstromanteil ein beträchtlicher Strom durch diesen Ladekondensator verbraucht wird. Bei der Errechnung des $R_0 = 1/\omega \cdot C$ ist darauf zu achten, daß es sich bei dem Quecksilberdampfgleichrichter größtenteils um 3-Phasen-Gleichrichter handelt. Aus der Tatsache resultiert bei Zweiweggleichrichterbetrieb eine Brummspannungsfrequenz von 300 Hz.
Zur Abstellung dieses Fehlers empfehlen wir, den als Ladekondensator geschalteten Elko 2 × 100 µF aufzutrennen, so daß die Kapazität des Ladekondensators nur noch 100 µF beträgt, und das freiwerdende System von 100 µF wird dem Anodenspannungszweig 1 zugeschaltet. Hierdurch wird erreicht, daß die Siebung der Anodenspannung für das NF-Teil erhöht wird, womit gleichzeitig das auftretende Heulen unterdrückt wird.

Elkoumschaltung

In letzter Zeit wurde häufig bei sämtlichen Standardgerätetypen über Brummbalken Klage geführt. Die Ursache für diese Erscheinung war in jedem Falle der Defekt des Doppelelektrolytkondensators C_1/C_6. Infolge von Korrosionserscheinungen bildete sich ein hoher Übergangswiderstand zwischen dem gemeinsamen Minuspol des Wickels und dem Kondensatorenbecher. Betrachtet man in diesem Falle das Ersatzschaltbild, so kann festgestellt werden, daß dadurch eine Kapazität parallel zur Siebdrossel Dr_2 liegt, welche die Siebwirkung der Drossel aufhebt. Es wurde eine vorläufige Schaltungsänderung eingeführt. Die Kondensatoren C_3 und C_6 werden schaltungsmäßig gegeneinander vertauscht, so daß nach der Umschaltung die Kapazität des Ladekondensators 200 µF beträgt und die Kapazität des Siebkondensators 50 µF.
Diese Änderung läßt sich verhältnismäßig leicht ausführen. Es ist allerdings empfehlenswert, in jedem Falle den Doppelelko auszuwechseln. Diese Änderung wird bei den Geräten der jetzigen Fertigung bereits so durchgeführt.



Geänderter Gleich-Wechselstrom-Netzteil

Fachbücher

Karl-Heinz Rumpf und Manfred Pulvers

Transistor-Elektronik

Anwendung von Halbleiterbauelementen im Schalterbetrieb

VEB Verlag Technik, Berlin

284 Seiten, 341 Bilder, Kunstleder 24,— DM

Elektronische Einrichtungen haben in den vergangenen Jahren in fast alle Wirtschaftszweige Einzug gehalten. So werden einzelne Fertigungsgänge, ja sogar ganze Fertigungsbetriebe der verschiedenen Fachrichtungen unter Zuhilfenahme der Mittel der Elektronik automatisiert. In der Wissenschaft und im Wirtschaftsleben werden in zunehmendem Maße elektronische Rechenautomaten eingesetzt. Die Bedeutung der Elektronik im Nachrichtenwesen ist seit langem bekannt. Die Vielfalt der Einsatzmöglichkeiten der Elektronik läßt es kaum noch zu, eine erschöpfende Übersicht über die verschiedenen Anwendungsgebiete zu geben.

Im Rahmen dieses Buches werden unter dem Begriff der Elektronik all die Einrichtungen verstanden, mit denen digitale Schalt-, Steuerungs- und Regelungsvorgänge durchgeführt werden können, ohne daß dabei metallische Kontakte benutzt werden.

Nach den allgemeinen Grundlagen, zu denen auch eine Einführung in die Schaltalgebra gehört, werden Halbleiterbauelemente sowie deren Elementarschaltungen erläutert. Die Behandlung der Bauelemente selbst erstreckt sich auf Angaben über einige grundsätzliche Kennwerte und ihre Funktion im Schalterbetrieb. Die Elementarschaltungen sind nach einheitlichen Gesichtspunkten, ausgehend von einer Schaltstufe, betrachtet worden. Ein unmittelbar in der Praxis anwendbares Dimensionierungsverfahren wird abgeleitet und anhand von Beispielen in seiner Anwendung erläutert. Dabei wird besonderer Wert darauf gelegt, nur einige typisierte Elementarschaltungen zu zeigen, die aber universell einsetzbar sind.

Die Anwendung der Elementarschaltungen wird anhand einiger typischer Baugruppen dargestellt. Dabei wird der Weg der individuellen Schaltungsentwicklung verlassen und erläutert, wie man mit Hilfe von typisierten Elementarschaltungen und Symbolschaltplänen auch umfangreiche Baugruppen übersichtlich und klar darstellen kann. Die zunächst neue und ungewohnte Arbeit mit Symbolen und Symbolschaltplänen ist ein wesentlicher Beitrag zur Rationalisierung der Entwicklungsarbeiten und zur rationellen Großserienfertigung typisierter Elementarschaltungsbausteine.

Das Buch ist für Laboratoriums- und Entwicklungsingenieure sowie -techniker aller Fachrichtungen, in denen Schaltungsanordnungen mit Halbleiterbauelementen angewendet werden, bestimmt. Auch dem Konstrukteur solcher Einrichtungen wird es von Nutzen sein. Darüber hinaus wird das Werk für Studenten der Hoch- und Fachschulen von großem Interesse sein.

Peter Neidhardt

Informationstheorie und automatische Informationsverarbeitung

Einführung in die mathematischen Voraussetzungen, Erkenntnisse und Anwendungen sowie Grundlagen der logischen Schaltungen und lernenden Automaten.

2., überarbeitete und erweiterte Auflage

Gemeinschaftsauflage des VEB Verlag Technik, Berlin, mit Verlag Berliner Union, Stuttgart

264 Seiten, 93 Bilder, 10 Tafeln, Kunstleder 28,— DM

Bestimmte quantitative Kenngrößen zur Beurteilung der Wirtschaftlichkeit einer Nachrichtenverbindung ergeben sich aus statistischen Betrachtungen. Deshalb tauchen in der neueren Literatur auf dem Gebiet der Nachrichtentechnik immer mehr Begriffe aus der Wahrscheinlichkeitsrechnung und mathematischen Statistik auf. Mit dem aus der Wärmelehre und Gasdynamik entlehnten Begriff der Entropie kann man verschiedene Nachrichtenquellen qualitativ miteinander vergleichen. Damit wird es möglich, zu beurteilen, ob die Nachrichtenkapazität eines Übertragungssystems wirtschaftlich ausgenutzt wird. Die theoretischen Grundlagen hierzu liefert die Informationstheorie. Während bisher eine Reihe grundlegender mathematischer Werke erschienen ist, fehlte immer noch eine leicht faßliche Einführung in dieses Gebiet. Dieser Forderung wird das Werk von Dr. Neidhardt gerecht. In ansprechender und aufgelockerter Form werden die nicht immer leichten theoretischen Zusammenhänge dargestellt und ein Überblick über das Gesamtgebiet vermittelt. Ein umfangreiches Literaturverzeichnis ermöglicht dem interessierten Leser, sich in einzelne Probleme zu vertiefen.

Aus dem Inhalt:

Grundzüge der mathematischen Statistik
- Wahrscheinlichkeitstheorie
- beschreibende und theoretische Statistik

Grundzüge der Informationstheorie
- historische Entwicklung der Informationstheorie
- Begriffe der Informationstheorie

Anwendungen der Informationstheorie
- Fernsehen und Farbfernsehen
- Radartechnik
- Informationstheoretische Untersuchung der Sprache
- Informationstheoretische Betrachtungen der Aufnahme
- Informationstheoretische Untersuchung der Musik
- Informationstheoretische Betrachtungen der Aufnahme und Verarbeitung von Nachrichten durch Lebewesen
- Informationstheorie in der Fernmelde-, Fernwirk- und Fernmeßtechnik

Über einige Beziehungen zwischen Informations- und Systemtheorie
- Grundlagen der automatischen Informationsverarbeitung
- Algebra der Logik und Prinzip der logischen Verknüpfung
- Informationselektronik
- Grundlagen adaptiver selbstorganisierender informationsverarbeitender Systeme

I. M. Tetelbaum

Elektrische Analogierechenverfahren

Übersetzung aus dem Russischen

VEB Verlag Technik, Berlin

384 Seiten, 285 Bilder, 18 Tafeln, Kunstleder 36,— DM

Neben den Digitalrechnern gewinnen auch Analoganlagen immer mehr an Bedeutung. Mit besonderem Erfolg wurden sie zur Nachbildung automatischer Regelungssysteme eingesetzt, aber auch auf den verschiedensten anderen Gebieten werden sie mit großem Nutzen angewendet.

Nach einer allgemeinen Charakteristik der Modellierungsmethoden geht der Autor auf Fragen der Ähnlichkeit und Genauigkeit bei der Modellierung ein. Anschließend wird die Modellierung technisch-physikalischer Systeme behandelt, d. h., gewöhnliche Differentialgleichungen werden mit Hilfe von Analog-, Struktur- und Matrixmodellen gelöst. In den letzten Abschnitten werden Randwertaufgaben mit Modellen in Form stromleitender Medien und elektrischer Netze vermittelt.

Broschürenreihe „Der praktische Funkamateur"

Deutscher Militärverlag, Berlin

Heft 31

Klaus Schlenzig

Die Technik der gedruckten Schaltung

Teil II: Praxis

110 Seiten, etwa 80 Bilder, mit beigelegter Leiterplatte, 2,50 DM

Heft 41

Klaus Schlenzig

Bausteintechnik für den Amateur

(Die Technik der gedruckten Schaltung, Teil III)

112 Seiten, 86 Bilder, 1,90 DM

Teil I der „Gedruckten Schaltung" (Grundlagen und Technologie) ist als Band 26 der Reihe erschienen und wurde bereits in radio und fernsehen 12 (1963) H. 15 besprochen. Nunmehr hat der Autor diesen Themenkomplex zunächst abgeschlossen und dies — um das Gesamturteil vorwegzunehmen — in einer Form, die Sonderlob verdient. Alles, was der Amateur für seinen Arbeitsbereich (und der Fachmann zur ersten, schon recht eingehenden Orientierung) benötigt, ist in diesen drei Bänden zu finden. Es spricht für den Autor, daß es an dieser Stelle nicht annähernd möglich ist, einen Überblick über die Fülle des gebotenen Materials zu geben — hier bleibt jedenfalls kein Wunsch mehr offen. Band 31 bietet von der Bearbeitung der (nach Band 26 gewonnenen oder fertig bezogenen) Leiterplatte über „Armaturen für herkömmliche Bauelemente" und „Kontaktbauelemente im Eigenbau" bis zur „Baugruppentechnik", „Röhre und gedruckte Schaltung" und der „Reparatur an gedruckten Schaltungen" — um nur die wichtigsten Hauptkapitel zu nennen — alle erdenklichen Hinweise und Ratschläge in komprimierter und

sehr günstig ausgewogener Form. Das Heft schließt mit einem „Kurzwellenaudion in moderner Technik" und einem instruktiven Anhang zur vielseitigen Verwendung der beigegebenen Leiterplatte. Für diesen glücklichen Gedanken gebührt Verlag und Verfasser ein Sonderlob — ist dieses Stückchen Platine in der Hand des Lesers doch nicht nur praktisches Anschauungsmuster, sondern der beste und beinahe unwiderstehliche Anreiz, sich auch praktisch mit der Technik der gedruckten Schaltung zu beschäftigen! Mit Heft 31 besitzt der Amateur alle Hinweise zum Aufbau eigener Baugruppen. Heft 41 ist begrüßenswerterweise ausschließlich den — ebenfalls vom Autor entwickelten — Bausteinen des „Amateur-Elektronik-Bausteinprogrammes" gewidmet, die der VEB Meßelektronik Berlin seit einiger Zeit im Handel vertreibt (in radio und fernsehen wurden sie mehrfach ausführlich besprochen) und die sich schon jetzt sehr weitgehend — nicht nur im Amateurbereich! — durchgesetzt haben. Ein zusammenfassendes Heft zu diesen Bausteinen kommt gerade zum richtigen Zeitpunkt. Neben Sinn und Zweck, Aufbau, Zusammensetzen und Anwendung aller bisher erschienenen Bausteine — und sehr vielen kleinen Kniffen hierzu — gibt der Autor eine ganze Anzahl von z. T. verblüffenden Anwendungsbeispielen (Beispiel: Widerstands- und Kapazitätsmeßbrücke mit den Bausteinen RG 1-1 und KUV 1!). Genau genommen gehört dieses Heft in die Hand jedes Käufers der Bausteine — und wird hoffentlich auch zusammen mit diesen angeboten werden! — umgekehrt wird es den Absatz der Bausteine noch weiter vergrößern. Auch hier macht die Fülle des Materials, der Hinweise und praktischen Erfahrungen eine Aufzählung unmöglich. Man darf diese beiden Bände zu den insgesamt wertvollsten der ganzen Broschürenreihe zählen. Im derzeitigen Buchangebot der DDR sind sie praktisch in jeder Weise „konkurrenzlos". Der Autor zeigt sich wiederum als versierter und ideenreicher Praktiker. Sein eigenwilliger, bildhafter und stellenweise trocken-humorvoller Stil bringt zahlreiche prägnante Wortschöpfungen hervor, die aber — wenn man sich einmal an sie gewöhnt hat —recht einprägsam und anschaulich zum Verständnis des recht komprimierten Stoffes beitragen.

Zeichnungen und Fotos sind bis auf einige unerhebliche Druck- und Zeichenfehler gut und dem Inhalt angemessen.

Jakubaschk

K. Wetzel, M. Hübner, G. Hübner, I. Maaß

Anwendung stabiler Isotope in Forschung und Technik

Kleine Bibliothek der Kerntechnik

VEB Deutscher Verlag der Grundstoffindustrie, Leipzig, 1963

147 Seiten, 21 Bilder, 8 Tabellen, kartoniert 6,80 DM

Im Gegensatz zu den radioaktiven Isotopen der Elemente — die inzwischen in einer kaum noch übersehbaren Menge populärer und spezieller Veröffentlichungen beschrieben wurden — existiert zur Frage der stabilen Isotope noch recht wenig Literatur. Da jedoch die Anwendung stabiler Nuklide — neben den radioaktiven — in Forschung und Technik mehr und mehr fortschreitet und dabei in den verschiedensten Fachgebieten Fuß faßt (insbesondere in Physik, Chemie und Biologie), ist das Erscheinen dieses neuen Bändchens der „kleinen Bibliothek der Kerntechnik" sehr zu begrüßen.

Der für jeden polytechnischen Gebildeten verständliche Inhalt gliedert sich in die vier grundlegenden Abschnitte:

Eigenschaften isotoper Systeme, Trennung stabiler Isotope, Analyse stabiler Isotope und Isotopengeologie, denen — etwa mit der gleichen Seitenzahl — drei Abschnitte über die Anwendung stabiler Nuklide in der anorganischen, organischen und analytischen Chemie sowie in der Katalyseforschung, in der Kern- und chemischen Technik und letztlich in Biologie, Medizin und Landwirtschaft folgen.

Die Erläuterung des Stoffes erfolgt meist sehr anschaulich anhand praktischer Beispiele und Untersuchungsergebnisse.

Das Bändchen ist nicht nur Kerntechnikern, Physikern und Chemikern zu empfehlen, sondern darüber hinaus jedem, der auf seinem Fachgebiet nach neuen Wegen, insbesondere nach neuen Untersuchungsmethoden sucht oder aus anderen Gründen einen Überblick über neue Methoden und Möglichkeiten in Forschung und Technik benötigt.

Langhans

Begriffe der Transistortechnik (3)

Steilheitsgrenzfrequenz

Die Steilheitsfrequenz ist diejenige Frequenz, bei der der Betrag des Kurzschluß-Übertragungsleitwertes vorwärts auf das $1/\sqrt{2}$fache gegenüber dem frequenzunabhängigen Betrag abgesunken ist.

f_1-Frequenz

Die f_1-Frequenz ist diejenige Frequenz, bei der der Betrag der Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung den Wert 1 besitzt.

Eingangswiderstand

Der Eingangswiderstand ist der Scheinwiderstand des Transistors an den Eingangsanschlüssen.
Er ist abhängig von dem Abschlußwiderstand an den Ausgangsschlüssen.

Ausgangswiderstand

Der Ausgangswiderstand ist der Scheinwiderstand des Transistors an den Ausgangsanschlüssen. Er ist abhängig von dem Abschlußwiderstand an den Eingangsanschlüssen.

Eingangsleitwert

Der Eingangsleitwert ist der Scheinleitwert des Transistors an den Eingangsanschlüssen. Er ist abhängig von dem Abschlußwiderstand an den Ausgangsanschlüssen.

Ausgangsleitwert

Der Ausgangsleitwert ist der Scheinleitwert des Transistors an den Ausgangsanschlüssen. Er ist abhängig von dem Abschlußwiderstand an den Ausgangsanschlüssen.

Übertragungsgrößen

Die Übertragungsgrößen sind vom Abschlußwiderstand an den Ausgangsanschlüssen abhängig. Dieser ist bei der Angabe der Übertragungsgrößen zusätzlich zu nennen.

Stromverstärkung

Die Stromverstärkung ist das Verhältnis des Ausgangsstromes zum Eingangsstrom.

Spannungsverstärkung

Die Spannungsverstärkung ist das Verhältnis der Ausgangsspannung zu der an den Eingangsanschlüssen liegenden Spannung.

Maximal zulässiger Kollektorspitzenstrom

Der maximal zulässige Kollektorspitzenstrom ist der höchstzulässige Momentanwert des Kollektorstromes. Die Grenzwerte für den Emitter- und Basisstrom sind analog definiert.

Maximal zulässige Kollektorspitzenspannung

Die maximal zulässige Kollektorspitzenspannung ist der höchstzulässige Momentanwert der Kollektorspannung. Bei fehlender Angabe ist sie identisch mit der maximal zulässigen Kollektorspannung.

Maximal zulässige Emitterspitzenspannung

Die maximal zulässige Emitterspitzenspannung ist der höchstzulässige Momentanwert der Emitterspannung.

Maximal zulässige Basisspitzenspannung

Die maximal zulässige Basisspitzenspannung ist der höchstzulässige Momentanwert der Basisspannung.

Maximal zulässige Spitzenverlustleistung

Die maximal zulässige Spitzenverlustleistung ist der höchstzulässige Momentanwert der gesamten im Transistor in Wärme umgesetzten elektrischen Leistung. Dabei darf die maximale Sperrschichttemperatur in keinem Zeitpunkt überschritten werden.

Maximal zulässige Integrationszeit

Die maximal zulässige Integrationszeit ist diejenige maximale Zeit, über die eine zeitabhängige elektrische Größe noch gemittelt werden darf. Dabei dürfen als höchster Momentanwert der maximal zulässige Spitzenwert, als gemittelter Wert der maximal zulässige Wert nicht überschritten werden.

Anmerkung

Bevor hier noch die Definitionen der Schaltkennwerte nach dem TGL-Entwurf 200-8161, Blatt 2, gegeben werden, sei auf die Problematik dieses Gebietes durch einen Auszug aus dem IEC-Dokument 47 (Secretariat) 30 vom Februar 1961 hingewiesen:
Wenn man die bisherigen Diskussionen in Betracht zieht, kann man die Schaltkennwerte entweder als Ansprechzeiten $t_d - t_r - t_s - t_f$ oder als gespeicherte Ladungen darstellen (t_d = Verzögerungszeit, t_r = Anstiegszeit, t_s = Speicherzeit, t_f = Abfallzeit).
Über die ideale Bezeichnung der Schaltkennwerte bestehen z. B. noch beträchtliche Meinungsverschiedenheiten.
Der größte Teil der für die Darstellung der Schaltkennwerte benutzten Methoden hängt von der Schaltung ab, d. h., die erhaltenen Werte sind von der benutzten Meßschaltung abhängig und für das Bauelement selbst nicht charakteristisch. Seit der Einführung des Prinzips, die gespeicherten Ladungen anzugeben, sind jedoch bei der Ermittlung des Zusammenhanges zwischen der Schaltgeschwindigkeit des Transistors und der Ladungsgrößen große Fortschritte erzielt worden.
Wenn die gesamten in der Basisregion gespeicherten Ladungen und die Lebensdauer der Ladungsträger in diesem Gebiet unter den verschiedenen Bedingungen (gesättigt oder nicht gesättigt) oder wenn die Wertkonstanten, die den Zusammenhang zwischen der Ladungsmenge in der Basis und dem Strom an den Klemmen angeben, meßbare Größen sind, scheint es möglich, eine Beziehung zwischen der Schaltgeschwindigkeit und diesen Größen zu finden, die einige interessante Daten zur Charakterisierung des Bauelementes und nützliche Angaben für die Gestaltung der Schaltung liefern. Wenn wir die Literatur über die verschiedenen in den einzelnen Ländern durchgeführten Arbeiten betrachten, hat es den Anschein, daß diese neue Konzeption grundlegende Kenndaten zur Charakterisierung eines Transistors für Schaltzwecke liefert. Aus ihnen können mit guter Näherung die Ansprechzeiten t_d, t_r, t_s, t_f berechnet und Meßmethoden ins Auge gefaßt werden. Bei Legierungs- und Mesatransistoren liegen schon gute Resultate vor, aber unglücklicherweise scheint diese Methode für gewisse andere Transistortypen nur begrenzt brauchbar zu sein.

Zeitkonstanten für Stromsteuerung im Impulsbetrieb

Es gibt keine von der Aussteuerung unabhängige charakteristische Größen. Bei etwa konstanter Aussteuerung und Stromsteuerung ergibt aber die Betrachtung der im Transistor gegenüber dem thermischen Gleichgewicht bei Injektion auftretenden zusätzlichen Ladungen die Möglichkeit, relativ schaltungsunabhängige Größen festzulegen. Bei ihrer Angabe müssen die Aussteuerungsgrenzen festgelegt werden.

Kollektorzeitkonstante

Die Kollektorzeitkonstante ist der Quotient aus der über den Emitterübergang injizierten Ladung und dem mit dieser Injektion verknüpften Kollektorstrom bei Vernachlässigung der im Emitterübergang und im Kollektorübergang gespeicherten Ladung, wobei die Kollektor-Basis-Spannung konstant ist.

Speicherzeitkonstante

Die Speicherzeitkonstante ist der Quotient aus der Überschußbasisladung und dem Überschußbasisstrom. Dabei stellt der Überschußbasisstrom die Differenz zwischen dem fließenden Basisstrom und dem Basisstrom dar, der den vorgegebenen Kollektorstrom an der Sättigungsgrenze ergibt, wobei die Spannung am Kollektorübergang gleich Null ist.

Wird fortgesetzt